



TÉCNICO
LISBOA

Módulo de Alimentação do ISTnanosat-1

João Martim Correia Vilhena Gavinho

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em

Engenharia Electrónica

Orientadores: Professor Moisés Simões Piedade e Professor Rui Manuel Rodrigues
Rocha

Júri

Presidente: Professor João José Lopes da Costa Freire
Orientador: Professor Moisés Simões Piedade
Vogal: Professor António Joaquim dos Santos Romão Serralheiro

Outubro de 2015

RESUMO

Desenvolvido no IST, por alunos e professores, o ISTNanosat-1 é o projecto de um satélite artificial que segue o design CubeSat, que consiste numa construção progressiva de cubos de 10 cm de aresta, destinado a experiências científicas e módulos de controlo e comunicação.

Nesta dissertação é pretendido o desenvolvimento do EPS (*Electrical Power System*), que efectua a recolha, armazenamento e distribuição de energia ambiente, tornando-o uma das partes fundamentais do NanoSat, uma vez que todos os subsistemas dependem da alimentação fornecida pelo EPS.

A energia ambiente é recolhida por painéis solares montados nas faces exteriores do nanosat que transforma a energia solar em energia eléctrica que será armazenada numa bateria e depois convertida em saídas reguladas utilizadas para alimentação do nanosat.

Os desafios que existem num projecto de EPS são o desenvolvimento e montagem do *hardware* com uma arquitectura que permita recuperar o sistema em caso de avaria, tendo em conta as limitações de espaço, peso e orçamento disponíveis.

Esta dissertação tem numa primeira parte, o dimensionamento do sistema regulador da energia de entrada para uma tensão determinada utilizada para carregar a bateria e fornecer energia ao nanosat. A segunda parte é referente aos reguladores de tensão de saída que vão alimentar o nanosat.

Para efectuar o controlo do EPS e comunicação com o módulo central é utilizado um processador dedicado, com todo o *software* a ser desenvolvido.

Keywords: CubeSat, Satélite, Sistema de alimentação, Painéis Solares, Conversores, Baterias.

ABSTRACT

Developed in the IST, by students and teachers, the ISTNanosat - 1 is a project to develop an artificial satellite following a CubeSat design, consisting in 10 cm cubes used in a progressive assembly and hosting a scientific experiment and the control and communication modules.

This dissertation is intended to develop an EPS (Electrical Power System), which makes the acquisition, storage and distribution of ambient energy.

Ambient energy is gathered by solar panels mounted on the outer faces the of Nanosat that turns solar energy into electric power to be store in a battery and then converted to regulated outputs used to feed entire system.

The challenges that exist in the EPS project are the development and installation of the hardware architecture that allows recovering the system in case of failure,with limitations due to space, weight and budget available.

The first part, concerns the collection and storage of energy containing the Regulator for the energy supply gathered to loading bus in NanoSat. The second part is the development of the conversion and management system for supply voltages intended to other subsystems.

To make the control of EPS and communication with the central module its used dedicate processor, with all the software being planned to be developed.

Keywords: CubeSat, Satellite, Power System, Solar Panels, Batteries, Converters.

Conteúdo

Resumo	1
Abstract	2
Conteúdo	3
Lista de Figuras	5
Lista de Tabelas	8
Lista de Acrónimos	9
Capítulo 1 - Introdução	10
1.1 – Introdução e Motivação	10
1.2 - Objectivos	11
1.3 - Organização do Relatório	11
Capítulo 2 – Estado de Arte	12
2.1 - NanoSatélites aparecimento, evolução e missão	12
2.2 - Módulos EPS comercializados	13
2.2.1 Clyde-Space EPS	14
2.2.2 CubeSat Kit EPS	16
2.2.3 CubeSatShop EPS.....	16
2.3 EPS – Componentes.....	17
2.3.1 Painéis Solares.....	17
2.3.2 BCR - Battery Charge Regulator	18
2.3.3 Baterias.....	21
2.3.4 PDM – Power Distribution Module	22
Capítulo 3 – Arquitectura do Sistema	24
3.1. Arquitectura de Blocos	25
3.1.1 Área 1 – Bloco de Entrada dos Painéis Solares	25
3.1.2 Área 2 – Bloco Bus Regulado e Carregador de Baterias	27
3.1.3 Área 3 Bloco de Conversores de Saídas Reguladas	28
3.1.4 Área 4 – Bloco do Microcontrolador	29
3.2 – Hardware	30
3.1.1 Painéis Solares	31
3.1.2 Área 1 – Bloco de Entrada dos Painéis Solares	34
3.1.3 Área 2 – Bloco Bus Regulado e Carregador de Baterias	42
3.1.4 Área 3 Bloco de Conversores de Saídas Reguladas	51

3.1.5 Área 4 – Bloco do Microcontrolador	64
Capítulo 4 – Protótipo	67
4.1. Hardware – Protótipo	67
3.1.1 Teste de funcionamento Área 1	69
3.1.2 Teste de funcionamento Área 2	70
3.1.3 Teste de funcionamento Área 3	71
3.1.3 Teste de funcionamento Área 4.....	78
4.2. Software	79
Capítulo 5– Conclusões.....	83
5.1. Trabalho Futuro	84
Capítulo 6– Anexos	85
Referências.....	89

Lista de Figuras

2.1 – Trabalhos científicos publicados sobre “CubeSat”	12
2.2 – Evolução dos projectos de Satélites ao longo do tempo	13
2.3 – Esquema simplificado do EPS da Clyde-Space	14
2.4 – Gráfico de demonstração da determinação do ponto MPPT	15
2.5 – Gráfico de carregamento de uma bateria de lões de lítio	15
2.6 – Esquema do EPS comercializado pela CubeSat Kits	16
2.7 – Exemplo demonstrativo de um CubeSat com deploy-wings	18
2.8 – Esquema de um fotodíodo de tripla junção e o espectro de absorção	18
2.9 – Esquema de um DET	19
2.10 – Esquema de um DET com bus regulado	19
2.11 – Esquema de BCR com MPPT e bus regulado	20
2.12 – Esquema de um BCR programável, utilizando MPPT e bus regulado	21
2.13 – Conversor DC/DC buck-boost controlado	23
2.14 – Conversor DC/DC buck-boost com quatro interruptores	23
2.15 – Conversor DC/DC SEPIC	23
3.1 – Esquema do EPS no ISTnanosat-1	25
3.2 – Diagrama de Blocos da área 1	26
3.3 – Diagrama de Blocos da área 2	27
3.4 – Esquema de carregamento regulado da bateria	28
3.5 – Diagrama de Blocos da área 3	29
3.6 – Diagrama de Blocos da área 4	30
3.7 – Dimensões máximas do subsistema EPS	30
3.8 – Esquema equivalente da célula solar	32
3.9 – Variação da corrente em relação a tensão de saída. Determinação da variação da potência ...	32
3.10 – Exemplo de zonas de exposição solar num satélite	34
3.11 – Circuito final da área 1	35
3.12 – Esquema eléctrico da montagem do MPPT	35
3.13 – Tensão e corrente na bobina durante um ciclo do PWM	36
3.14 – Simulação da corrente na bobina L1 e a saída no circuito da fig. 3.12	37
3.15 – Simulação do circuito da fig. 3.12 para condições PMP de entrada e saída	38
3.16 – Montagem diferença em relação a massa – sensor de corrente	39

3.17 – Montagem diferença utilizada para determinar corrente de passagem	40
3.18 – Montagem do sensor de tensão	41
3.19 – Circuito global da área 2	42
3.20 – Célula de ião lítio modelo LPP503562DL da VARTA	43
3.21 – Esquema da montagem do carregador de bateria BQ24005	44
3.22 – Montagem do carregador de bateria utilizando MCP73213	45
3.23 – Montagens para variação de R_{prog}	46
3.24 – Montagem das resistências dos sensores de corrente	47
3.25 – Circuito eléctrico do bus regulado	48
3.26 – Montagem do multiplexer de seleção da alimentação da área 3	50
3.27 – Organização das ligações entre os conversores de saídas reguladas	51
3.28 – Esquema do conversor DC/DC com montagem SEPIC com inductor acoplado	52
3.29 – Variação do <i>duty-cycle</i> do PWM em relação a tensão de alimentação V_{IN}	53
3.30 – Variação da corrente I_{IN} em relação com V_{IN} para o caso de maior potência de saída	53
3.31 – Variação do <i>duty-cycle</i> em função da resistência de saída (R_O).	55
3.32 – Variação do <i>duty-cycle</i> em função da variação da frequência do PWM	55
3.33 – Montagem utilizando o conversor TPS553300 para obter 12 V como V_{12V}	56
3.34 – Rendimento e tensão pico-pico teóricos do conversor TPS55330	58
3.35 – Montagem pull-up de controlo do conversor TPS55330	58
3.36 – Esquema de montagem do conversores de alimentações globais	59
3.37 – Montagem ideal para o conversor TPS62163.....	60
3.38 – Resultados teóricos para o rendimento do conversor e tensão pico-pico a saída	60
3.39 – Montagem ideal para o conversor TPS62091.....	61
3.40 – Resultados teóricos para o rendimento e tensão pico-pico a saída do TPS62091	62
3.41 – Esquema de montagem dos sensores de corrente e tensão na área 3	62
3.42 – Montagem de alimentação independente área 4.....	64
4.1 – Placa protótipo 1 do EPS	68
4.2 – Esquerda- circuito <i>TPS62091</i> ; Centro- circuito <i>TPS62172</i> ; Direita- Montagem <i>BQ24005</i>	68
4.3 – Montagem individual do conversor <i>TPS62163</i> (esquerda) e <i>TPS55330</i> (direita)	68
4.4 – Montagem de selector de alimentação para a área 3.....	69
4.5 – Captura da saída do conversor amplificador (CH1) e sinal de comutação (CH2).....	70
4.6 – Teste de funcionamento da montagem de comutação de alimentações.....	70
4.7 – Variação do rendimento do TPS55330 em relação a alimentação com $R_{out} = 112,6 \Omega$	71

4.8 –	Rendimento em relação a variação da potência de entrada dependo da potência de saída.....	71
4.9 –	Variação do rendimento em função da alimentação. Esq – TPS62163; Dir. – TPS62091.....	72
4.10 –	Variação do rendimento do conversor TPS62163 com a variação de R_{out}	72
4.11 –	Variação do rendimento do conversor TPS62091 com a variação de R_{out}	73
4.12 –	Variação do <i>duty-cycle</i> (esq.) e do rendimento (dir.) em função de V_{IN} para $V_{out} = 3,3 V$	74
4.13 –	Variação do <i>duty-cycle</i> (esq.) e do rendimento (dir.) em função de V_{IN} para $V_{out} = 5 V$	74
4.14 –	Variação do <i>duty-cycle</i> (esq.) e do rendimento (dir.) com a frequência para $V_{out} = 3,3 V$	75
4.15 –	Variação do <i>duty-cycle</i> (esq.) e do rendimento (dir.) com a frequência para $V_{out} = 5 V$	75
4.16 –	Exemplo de captura utilizando 20 kHz e 50 kHz na comutação do SEPIC	76
4.17 –	Variação do rendimento com indutor de 38 μH (esq.) e de 68 μH (dir.) dependendo de R_{out} ...	76
4.18 –	Variação do <i>duty-cycle</i> com indutor de 38 μH (esq.) e de 68 μH (dir.) dependendo de R_{out}	77
4.19 –	Aquisição das alimentações dos SEPIC com $R_{out} = 170 \Omega$ com $V_{in} = 9 V$	77
4.20 –	Variação do rendimento com indutor de 38 μH (esq.) e de 68 μH (dir.) dependendo de R_{out} ...	77
4.21 –	Variação do <i>duty-cycle</i> com indutor de 38 μH (esq.) e de 68 μH (dir.) dependendo de R_{out} ...	78
4.22 –	Variação do rendimento do conversor TPS62172 com variação de R_{out}	78
4.23 –	Variação do rendimento do conversor TPS62172 com variação de V_{IN}	79
4.24 –	Fluxograma geral de funcionamento	80
4.25 –	Fluxograma de diagnóstico do sensores de corrente e tensão	81

Lista de Tabelas

2.1 – Modelos comercializados de EPS pela Clyde-Space Inc	14
2.2 – Características do EPS da CubeSat Kit	16
2.3 – Características do EPS da CubeSatShop	17
2.4 – Especificações de vários géneros de baterias	22
3.1 – Características dos painéis solares Clyde-Space	31
3.2 - Características das células solares de tripla junção da Azurspace	31
3.3 - Características eléctricas e decaimento por efeito da radiação	33
3.4 - Variação das características eléctricas com a variação da temperatura	33
3.5 - Valor ideal projectado para os painéis solares	34
3.6 - Características da célula de cristais de ião de lítio da VARTA	43
3.7 - Limites máximos da célula de cristais de ião de lítio da VARTA	43
3.8 - Características do sensores de corrente na bateria	48
3.9 - Dimensionamento dos sensores de corrente do bus	49
3.10 - Dimensionamento do sensor de tensão no bus	50
3.11 - Requisitos teóricos de projecção dos conversores SEPIC	54
3.12 - Dimensionamento das montagens dos sensores de corrente da área 3	63
3.13 - Dimensionamento das montagens dos sensores de tensão da área 3	63
3.14 - Características do microcontrolador MSP430f2232	66
4.1 - Limites de correcto funcionamento do EPS	81

Lista de Acrónimos

ADC – Analogue to Digital Converter
ADCS – Attitude Determination and Control System
AMSAT-CT – Radio Amateur Satellite Corporation
BCR – Battery Charge Regulator
BMS – Battery Management System
BOL - Beginning Of Live
CDH – Command and Data Handling
COM – Communications
DET – Direct Energy Transfer
EoC – End of Charge
EPS – Electrical Power System
ESA – European Space Agency
FIT – Failures-in-time
FBCM - Flexible Battery Charging Module
FDPOL – Flexible Digital Point of Load
MOSFET - Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
MTBF – Mean Time Between Failures
MPPT – Maximum Power Point Tracking
PCB – Printed Circuit Board
PDM – Power Distribution Module
PMP – Point of Max Power
QFN – Quad Flat No leads
RAM – Random Access Memory
S3R – Sequential Switch Shunt Regulator
SEPIC – Single-Ended Primary-Inductor Converter
SOT – Small Outline Transistor
SPDT – Single Pole, Double Throw
SPST – Single Pole, Single Throw
TSSOP - Thin-shrink small outline package
URSS – Union of Soviet Socialist Republics
USB – Universal Serial Bus

Capítulo 1 - Introdução

1.1 - Introdução e Motivação

O desenvolvimento do primeiro NanoSat feito no IST, propõe aos estudantes o contacto directo com um projecto de desenvolvimento de *hardware* e *software* com aplicações práticas.

Motivado pela parceria entre IST, Centro Espacial Português e AMSAT-CT foi proposta a elaboração de um satélite educativo, utilizando o programa Educational CubeSat Initiative promovido pela ESA (“*European Space Agency*”).

O projecto de um NanoSat encontra-se dividido em subsistemas, cada um responsável por uma função central do satélite, nomeadamente:

- Sistema de Controlo e Determinação de Atitude (*Attitude Determination and Control System - ADCS*) - é responsável pela determinação em tempo real da posição e enquadramento do satélite com a Terra.
- Sistema de Potência Elétrica (*Electric Power System - EPS*) - tem como missão a recolha de energia fornecida pelos painéis solares, a gestão da bateria e a distribuição de uma alimentação regulada por todo o sistema.
- Comunicações (*Communications - COM*) - é o sistema responsável por toda a comunicação digital entre o satélite e as estações terrestres.
- Comando e tratamento de dados (*Command and Data Handling - CDH*) - efectua o processamento dos dados fornecidos pelos componentes *on-board*, com a responsabilidade de manter o correcto funcionamento do satélite
- *Housing* - é o sistema central de todos os nano satélites, que efectua a comunicação e controlo entre os outros subsistemas.

O *EPS* consiste no desenvolvimento de um sistema responsável pela aquisição da energia fornecida pelos painéis solares durante o período de iluminação, com a função de efectuar o correcto carregamento da bateria e gestão da carga disponível durante os períodos de eclipse, garantindo sempre o fornecimento de saídas reguladas para todos os subsistemas do satélite, tornando uma parte fundamental no seu correcto funcionamento.

O principal desafio no projecto do *EPS* é não existir nenhuma forma alternativa de alimentar o satélite em caso de avaria, pelo que é necessário que existam no sistema formas autónomas de recuperação em caso de falha de um módulo, utilizando uma arquitectura flexível.

1.2 - Objectivos

Este projecto propõe o desenvolvimento do *EPS* para ser utilizado num nanosat de 1U, cumprindo as especificações requeridas para a missão a efectuar:

- Ser alimentado por 4 painéis solares laterais de dimensões aproximadas de 10 cm x 10 cm e com a possibilidade de instalação de um painel solar de topo com 10 cm x 10 cm.
- Produzir 3 saídas reguladas com 3,3 V, 5 V e 12V.
- Utilização de um sistema de carregamento da bateria que utilize o algoritmo que tira maior rendimento dos painéis solares de maneira a aumentar a eficiência do sistema.
- Limitação de espaço (9,5 cm x 9,5 cm) e peso do subsistema.
- Conter soluções de recuperação em caso de avaria, mesmo que seja parcial.
- Sistemas de corte em caso de corrente ou tensão superior às margens de segurança.
- Desenvolvimento do software de controlo e comunicação do *EPS*.

O *EPS* tem que recolher a energia produzida pelos painéis solares instalados e maximizar e otimizar a potência produzida para carregamento da bateria e utilização por partes dos subsistemas do ISTnanosat-1. O trabalho propõe o design dos conversores de entrada conectados aos painéis solares, do carregador de bateria, dos conversores de saída para o barramento (*bus*) de alimentação global, sistemas de corte e sistemas de medição de corrente e tensão.

É proposto o estudo e projecção dos circuitos, módulos e programas necessários para efectuar o controlo e medição de todo o hardware no *EPS* e a comunicação do subsistema com o processador principal do nanosat.

Toda a arquitectura deve ter em conta alternativas que permitam a recuperação do sistema em caso de detecção de falha de um componente ou partes do sistema.

1.3 - Organização do Relatório

O capítulo 2 contém o estado de arte onde é dada uma pequena introdução aos projectos Cubesat e o seu desenvolvimento ao longo do tempo, com análise de sistemas de *EPS* comercializados por três companhias (Clyde-Space, Cubesat kits e Cubesat shop) e breve análise dos corpos que convertem a arquitectura base de um *EPS* num satélite artificial com arquitectura CubeSat.

O capítulo 3 é constituído pela proposta de implementação do *EPS* e a arquitectura de hardware escolhida. Neste capítulo são explicados os vários sistemas a ser montados, requisitos de hardware, material necessário e a organização do software desenvolvido para controlo e comunicação do *EPS*.

O capítulo 4 refere-se ao protótipo desenvolvido e os testes efectuados para determinar o seu rendimento e modos de funcionamento.

No último capítulo são retiradas as conclusões e determinação de trabalho futuro a efectuar.

Capítulo 2 – Estado de Arte

O Homem sempre procurou explorar o desconhecido e atravessar fronteiras, sendo Issac Newton o primeiro a idealizar o lançamento de um satélite artificial em 1729. Com a evolução da tecnologia, em 4 de Outubro de 1957, foi colocado em órbita, com sucesso, o primeiro satélite artificial Sputnik-1 desenvolvido pela URSS, abrindo assim a fronteira espacial.

Com o desenvolvimento da tecnologia e das comunicações radioamadoras e ajudado pela corrida espacial iniciada por Sputnik, tornou-se possível o lançamento de satélites amadores.

Com o sucesso do primeiro satélite amador, OSCAR-1, em 12 de Dezembro de 1961, foi criada a possibilidade de colaboração em projectos científicos entre construtores amadores de satélites e empresas governamentais de lançamento de satélites, ajudando assim o desenvolvimento da tecnologia espacial.

2.1 - NanoSatélites aparecimento, evolução e missão

O sucesso do OSCAR-1 impulsionou o aparecimento de várias experiências na elaboração de satélites amadores com design e características diversas, que suscitou necessidade de normalização, originando, em 1999, o aparecimento do CubeSat project, na California Polytechnic State University, que propõe um design universal tendo como base um cubo de 10 cm de aresta. Esta iniciativa teve uma grande adesão por parte dos construtores e agências de lançamento de satélites amadores.

Desde do primeiro lançamento do primeiro CubeSat em 2003, foram lançados mais de 75 projectos usando arquitectura CubeSat até 2012. Numa primeira fase os nanosatélites tinham como objectivo somente o desenvolvimento dos sistemas de voo, controlo, energia e design dos CubeSat. A segunda fase foi seguida por projectos de nanosatélites com espaço reservado para experiências científicas e medições em órbita [1][2].

Com o desenvolvimento dos CubeSats mais direccionados para experiências científicas e com aplicações no ensino, verificou-se o crescimento do número de publicações científicas (fig.2.1).

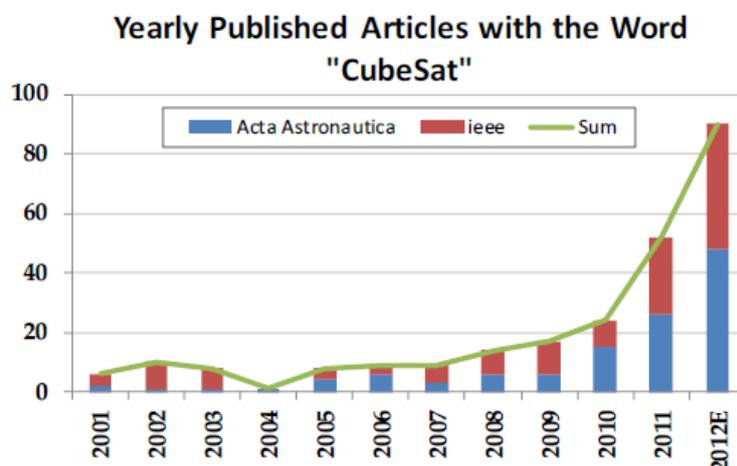


Fig. 2.1 – Trabalhos científicos publicados sobre "CubeSat"[3].

Devido ao alto risco de avarias dos cubesats nas missões espaciais e com aumento da procura de CubeSats utilizados para experiências científicas, começaram a aparecer companhias, como a Clyde-Space, a CubeSatShop e a CubeSat Kit, que comercializam CubeSats já operacionais, com uma área destinada às experiências científicas (*Payload*) ou a venda de módulos individuais (ADCS, EPS, COM, CDH, Estrutura e painéis solares), ajudando assim o desenvolvimento por parte das universidades e construtores amadores, conforme se pode verificar com o crescimento de projectos desde 2003 de nanosatélites e picosatélites (fig. 2.2) [4].

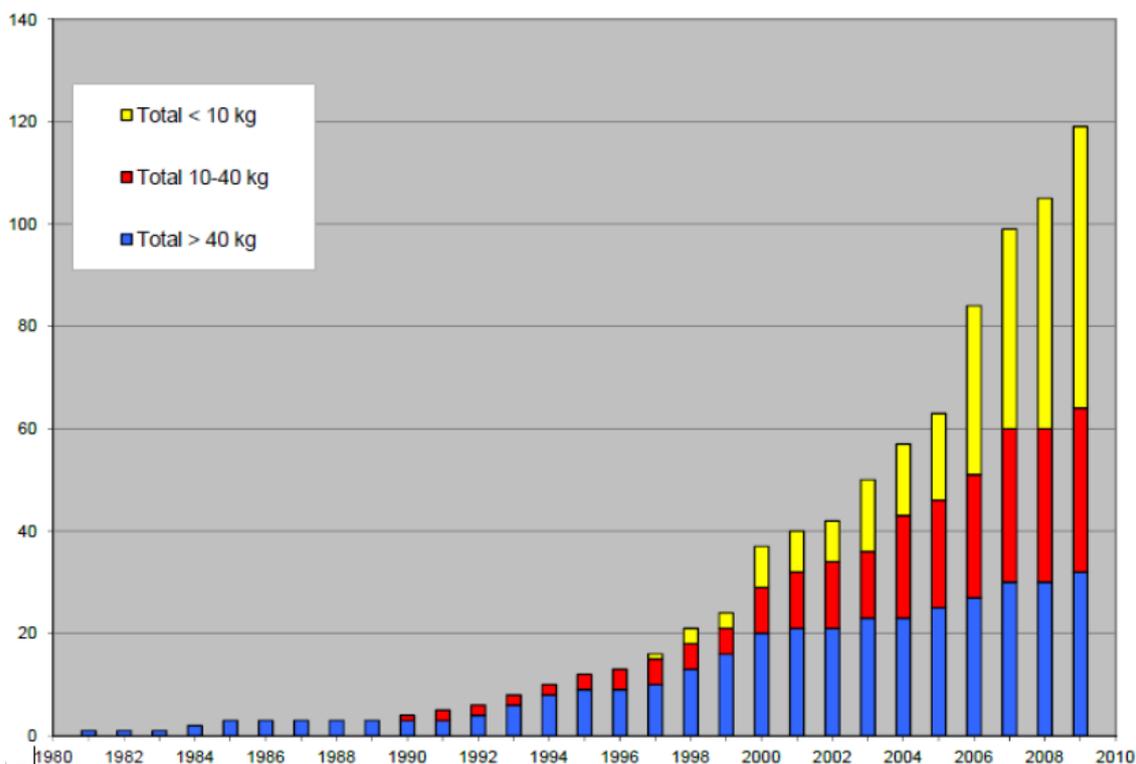


Fig. 2.2 – Evolução dos projectos de Satélites ao longo do tempo [4].

2.2 - Módulos EPS comercializados

Existem pelo menos três companhias que vendem módulos já feitos e testados para utilização nos CubeSat, de tamanho 1U até 12U.

A utilização de um módulo comercializado tem como grande vantagem a garantia de correcto funcionamento, constituindo uma boa solução no desenvolvimento de um CubeSat devido ao risco existente do módulo EPS não funcionar num satélite em órbita. O maior problema existente na compra de módulos já desenhados é a sua falta de flexibilidade, ficando dependente das saídas de tensão existentes, do seu rendimento na aquisição e conversão de energia regulada, peso, dimensões e das baterias colocadas. Outra desvantagem é o preço elevado na comercialização dos módulos EPS, que variam entre 1.000€ e os 5.500€ [8][10].

2.2.1 Clyde-Space EPS

Para um CubeSat 1U existem três modelos de EPS comercializados pela Clyde-Space (tab.2.1), cuja única variação é a de dois dos modelos já conterem uma bateria acoplada.

Tab. 2.1 – Modelos comercializados de EPS pela Clyde-Space Inc.[7].

Modelo	Altura (mm)	Peso (g)	Bateria (Whr)	Regulator Efficiency	Rad Total (kRad)	Operating Temp (°C)
CS-1UEPS2-NB	12,7	87	-	5 V – 96%	10	-40 / +85
CS-1UEPS2-10	15,4	167	10	3,3 V – 95%		
CS-1UEPS2-20	22,0	233	20			

Em termos de arquitectura do EPS (fig. 2.3)[7], este contém um *Battery Charge Regulator* (BCR) para cada 2 painéis solares em fases opostas do satélite, que fornecem energia para as baterias ou directamente para os conversores do EPS para o bus de saída com 3,3 V, 5 V e tensão não regulada.

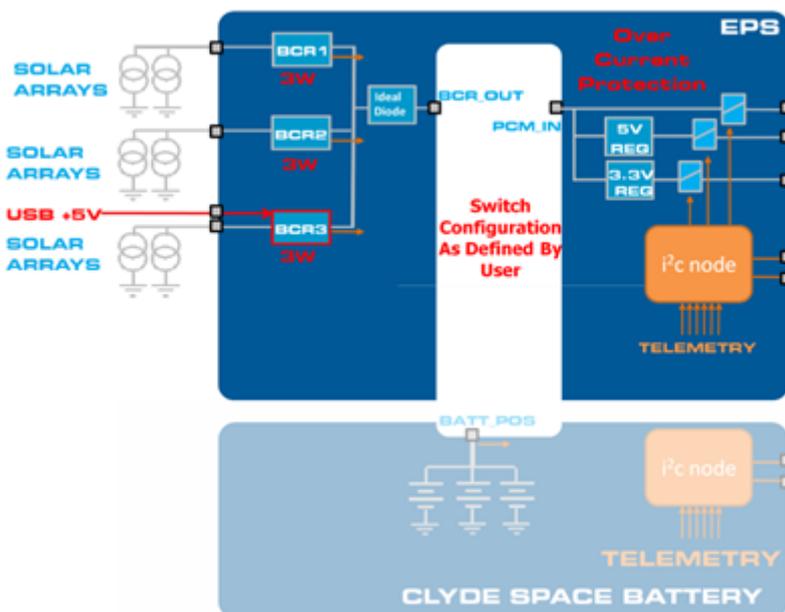


Fig 2.3 – Esquema simplificado do EPS da Clyde-Space [7].

O módulo EPS contém três BCR, com um modelo de conversor amplificador-reductor e arquitectura SEPIC (*Single-ended primary-inductor converter*) de 3W destinado aos painéis laterais e de topo (podendo ser ligado também a uma entrada USB de 5V). O BCR funciona nos modos de MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) e de EoC (*End of Charge*) (Fig. 2.5).

O modo de MPPT é activado quando a tensão na bateria é inferior a tensão EoC. Utilizando o método de carregamento de corrente constante, o algoritmo de MPPT retira o maior proveito da potência fornecida pelos painéis solares, através da monitorização constante da corrente e tensão fornecida pelos painéis solares (fig. 2.4).

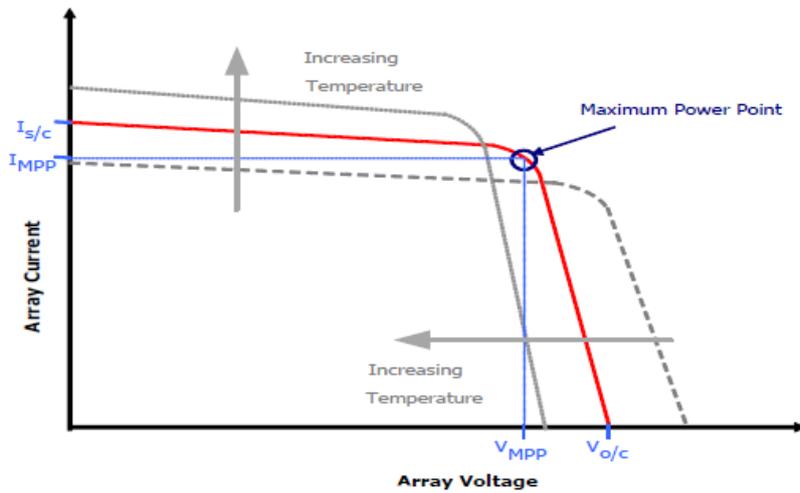


Fig. 2.4 – Gráfico de demonstração da determinação do ponto MPPT[21].

O modo de EoC é ativado quando é alcançada a tensão de EoC das baterias, retirando assim o modo de MPPT de forma a obter somente na bateria a corrente de *taper* para atingir a máxima carga na bateria, sendo a energia restante dissipada nos painéis através do seu aquecimento.

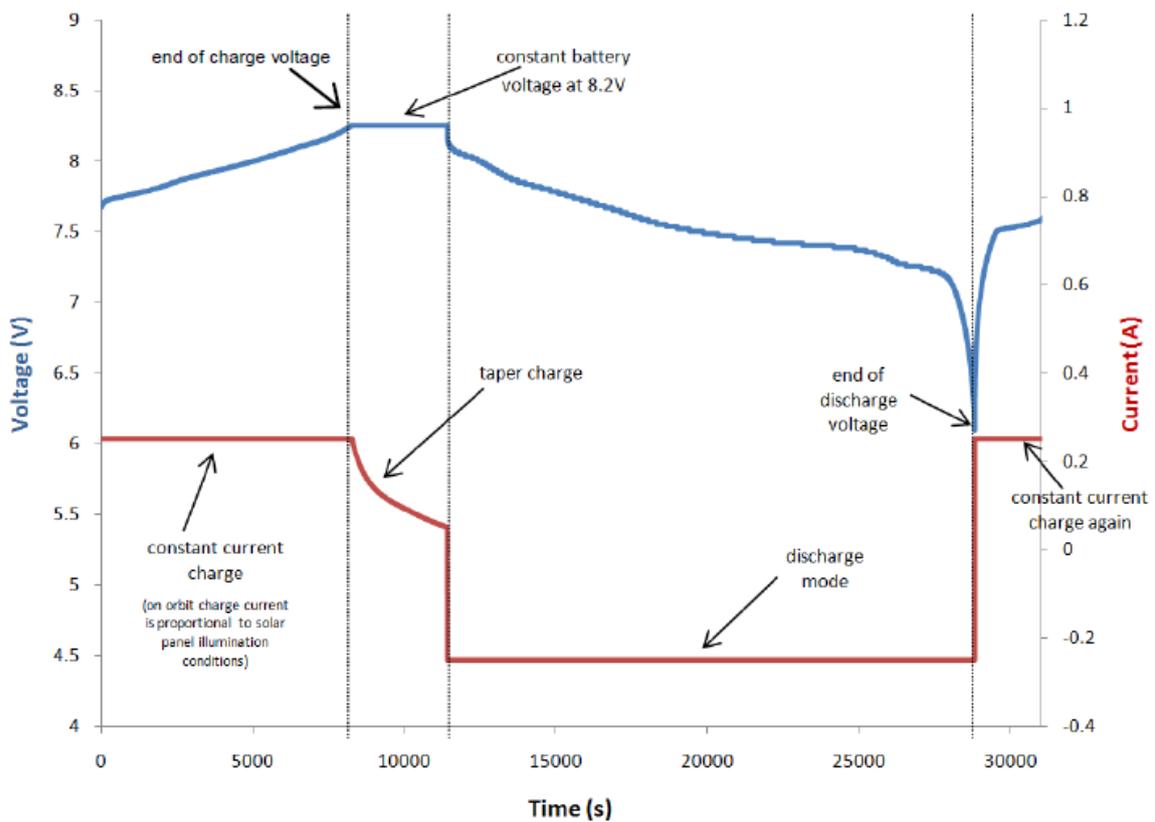


Fig 2.5 – Gráfico de carregamento de uma bateria de íões de lítio[7].

O EPS, da Clyde-Space, pode ser montado com baterias de íões de Lítio ou Polímeros de Lítio de 8,2 V, conjuntos de painéis solares e com um módulo de *Power Distribution* (PDM) que permite expandir as tensões disponíveis e fornece protecção de corrente ao sistema.

2.2.2 CubeSat Kit EPS

O sistema escolhido pelo CubeSat Kit EPS [8][9] fornece saídas para o sistema de 3,3V e 5V, mas, em vez de usar reguladores de tensão comutados, utiliza reguladores lineares, que provocam baixa eficiência e aumentam as perdas de energia.

O sistema é formado por duas baterias lões de lítio de 4.8V montadas no EPS, ligadas aos painéis sem MPPT no BCR e controlado por um MSP430 programável dedicado somente ao EPS.

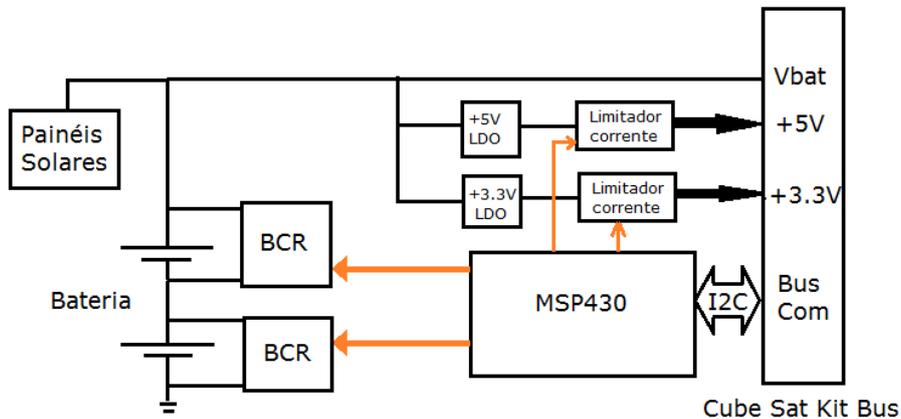


Fig 2.6 – Esquema simplificado do EPS comercializado pela CubeSat Kits.

A utilização do microcontrolador MSP430 permite controlo dos limites dos interruptores, devido ao facto de serem seleccionados através do programa no sistema e dá a possibilidade de implementação de um algoritmo de carregamento mais eficiente nos BCR. Outra vantagem da utilização de um microcontrolador é a de ser efectuado um tratamento dos dados sensores na EPS sem ser necessário delegar a tarefa noutra subsistema.

Tab. 2.2 – Características do EPS da CubeSat Kit.

Power Bus	Bateria	Interface Digital	Peso
3,3 V – 0,5 A 5 V – 1 A	2 células lões de Lítio	I2C	155g

2.2.3 CubeSatShop EPS

O CubeSatShop é gerido pelo ISIS (*Innovative Solutions In Space*) sediada na Holanda e fornece vários sistemas para CubeSats, contendo dois modelos para o EPS [10] desenhados para CubeSats entre 1U e 3U. A desvantagem da EPS é ser projectada para uma utilização de um cubesat até 3U, não estando optimizada para um cubesat 1U.

Tab. 2.3 – Características do EPS da CubeSatShop.

Modelo	Power Bus	Bateria	Interface Digital	Peso	Temperatura de funcionamento da Bateria
NanoPower P31U	3.3 V – 5 A	lões de Lítio de 3.7 V	I2C	200g	Em carga -5 °C até 45 °C Em descarga -20 °C até 60 °C
NanoPower P31US	5 V – 4 A	Externa		105g	-

Ambos os sistemas são semelhantes, somente o NanoPower P31U contém a bateria acoplada ao EPS. Os dois sistemas podem utilizar até três conjuntos de painéis solares ligados com uma potência máxima de 30 W a ser fornecida, tirando o maior proveito através de conversores usando MPPT.

2.3 EPS – Componentes

O EPS de um nanosatélite pode ser desenhado com várias arquiteturas, mas, por norma, contém 4 componentes comuns em todos os sistemas: i) painéis solares para recolha de energia; ii) sistema de carregamento das baterias (BCR) e otimização da energia proveniente dos painéis solares; iii) a bateria; iv) conversores para o bus de alimentação do nanosatélite.

2.3.1 Painéis Solares

Num sistema autónomo é necessário haver maneira de recolher energia exterior para poder alimentar os diversos componentes. Devido à grande exposição solar de um satélite em órbita, os painéis solares beneficiam da altitude do satélite onde existe uma menor atenuação atmosférica da radiação solar. O valor máximo que a radiação solar atinge é a constante solar, que é a quantidade de energia radiante em todas as frequências, por unidade de tempo, no topo da atmosfera terrestre (1370 Wm^2)[11].

Os painéis solares são montados nas superfícies laterais, topo e base dos CubeSats em placas de PCB que podem conter sensores de temperatura e magnetorques montados nas placas dos painéis solares a ser utilizados pelo subsistema de ADCS. Um modo de aumentar a energia recolhida é colocar painéis desdobráveis (fig. 2.7) na forma de uma asa, aumentando a área de incidência da luz solar.

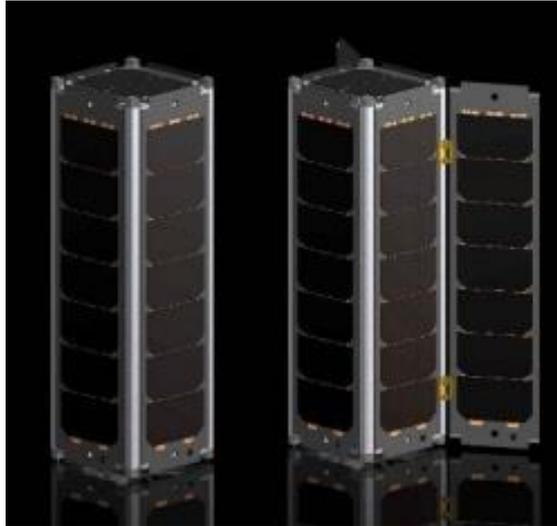


Fig 2.7 – Exemplo demonstrativo de um CubeSat com deploy-wings[12].

Os painéis solares comercializados são de junção tripla, que permitem uma absorção da energia contida em grande parte do espectro visível (fig 2.8) com uma eficiência mínima de 28% [12][15].

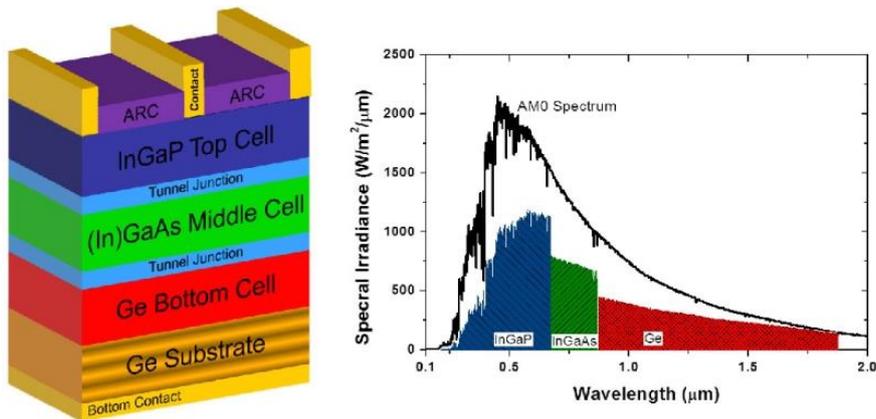


Fig 2.8 – Esquema de um fotodíodo de tripla junção e o espectro de absorção.

A energia recolhida pelos painéis é utilizada para alimentar os sistemas e carregar a bateria, que é utilizada em períodos de menor exposição solar ou durante a fase de voo de eclipse solar (altura que o satélite tem o planeta Terra a eclipsar a exposição solar).

2.3.2 BCR - Battery Charge Regulator

Uma das partes fundamentais num EPS é o sistema de regulação da potência energética fornecida pelos painéis solares e regular o correcto carregamento das células da bateria. Existem várias montagens que permitem efectuar o carregamento, com melhor ou menor eficiência, variando a sua complexidade, peso e requisitos de sinais de controlo [6].

Direct Energy Transfer (DET)

O sistema mais simples de carregamento da bateria é a transferência directa da energia fornecida pelos agregado dos painéis solares para as células da bateria utilizando *Sequential Switching Shunt Regulator* (S3R) (figura 2.9).

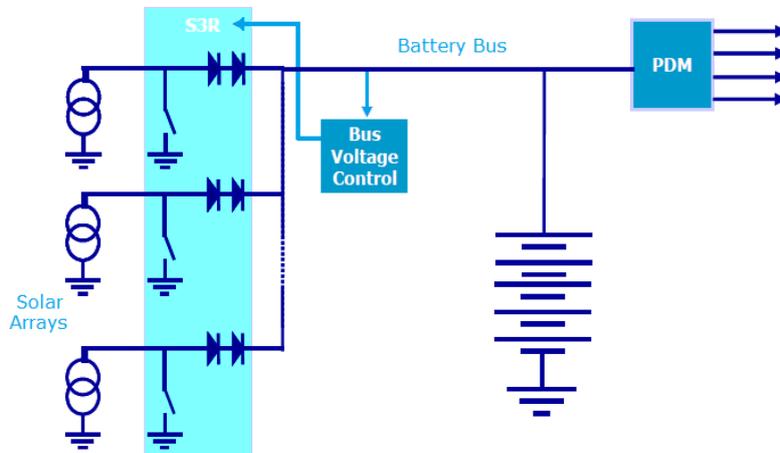


Fig. 2.9 – Esquema de um DET[6].

Esta solução, embora simples, é pouco eficaz e não fornece grande poupança em termos de espaço e peso, devido ao acoplamento directo das células, utilizando interruptores para determinar a quantidade de corrente a fornecer ao sistema através da soma das células em funcionamento. Para utilizar o S3R é necessário que este contenha um maior número de células para obter o mesmo resultado que usando o BCR. Outro problema verifica-se quando a bateria não se encontra nas temperaturas de carregamento não podendo ser efectuada carga no bus sem danificar a bateria, sendo necessário efectuar o corte dos painéis para evitar o dano, diminuindo a eficiência na montagem em relação a energia recolhida pelos painéis solares e a utilizada pelo EPS para armazenar na bateria ou fornecer nas alimentações reguladas do cubesat.

Direct Energy Transfer (DET) com Bus Regulado

Uma forma de aumentar a eficiência do DET é criar um bus regulado para uma dada tensão, com a colocação de um Battery Charge/Discharge Regulator à entrada da bateria (fig 2.10).

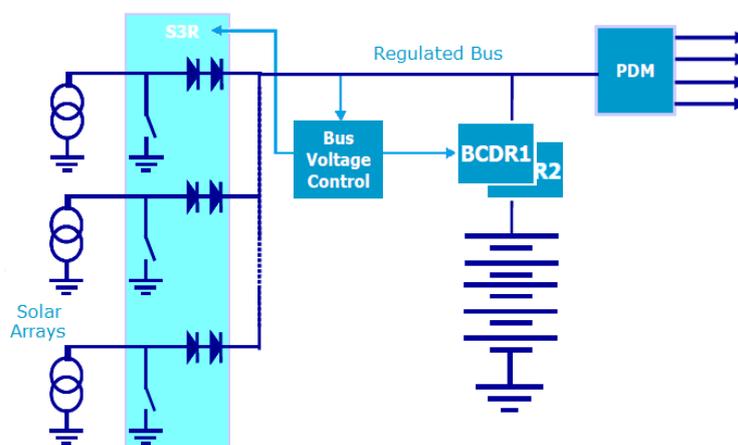


Fig. 2.10 – Esquema de um DET com bus regulado [6].

A potência gerada pelos agregado dos painéis solares é fornecida pelo S3R directamente ao Bus, regulado através dos díodos de bloqueio, permitindo que os painéis estejam sempre a fornecer energia, com as baterias a fornecer a diferença de tensão caso não seja atingido o valor de referência do bus.

Esta solução é menos eficiente quando o satélite se encontra em período de eclipse, devido à utilização de um *Discharge Regulator* para fornecer energia da bateria para o bus, provocando perdas no BCDR.

Maximum Power Point Tracker (MPPT) com Bus Regulado

A utilização de uma montagem que faz seguimento do ponto de potência máxima fornecida pelos agregado de cada painel solar permite aumentar a eficiência da energia recolhida.

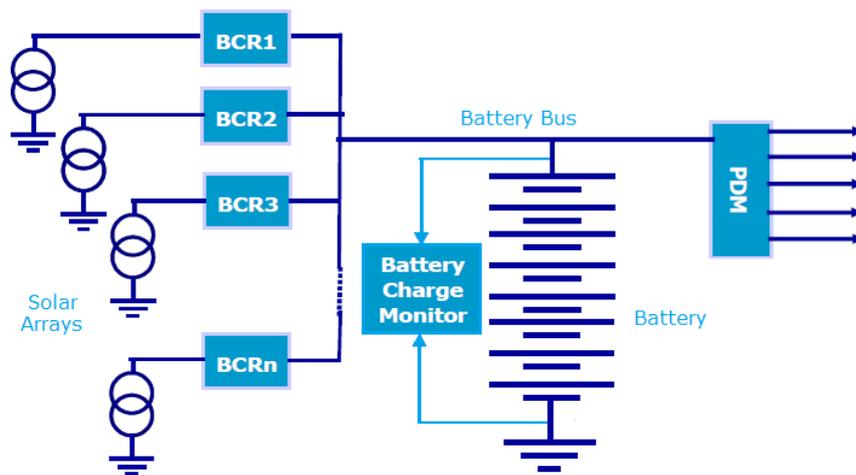


Fig. 2.11 – Esquema de BCR com MPPT e bus regulado [6].

Usando um *Battery Charge Regulator* à saída de cada painel solar, é fixado com uma tensão de funcionamento do bus em dois modos de funcionamento diferentes. Enquanto a bateria não contém carga completa, os painéis fornecem energia ao PDM e usando o *Battery Charge Monitor* (BCM) é monitorizada a carga nas várias células da bateria até atingir o valor máximo de carga.

Quando atingida a EoC na bateria, o MPPT fixa o bus na tensão de EoC, fazendo com que a corrente da bateria se altere naturalmente para um nível de carga lenta.

Esta montagem apresenta a vantagem de utilizar o MPPT nos agregado dos painéis solares e de, no período de eclipse, a bateria descarrega directamente para o PDM, sem ter as perdas do DET com bus regulado.

A desvantagem existente com a utilização de um MPPT não controlado é a de que, em período de exposição solar, o ponto do MPPT vai variando devido ao ângulo de incidência da energia solar e à variação da temperatura do painel solar.

Maximum Power Point Tracker (MPPT) controlado com Bus Regulado

De maneira a melhorar o circuito são utilizados conversores DC/DC Flyback controlados por um processador com algoritmo de MPPT, substituindo o BCR existente.

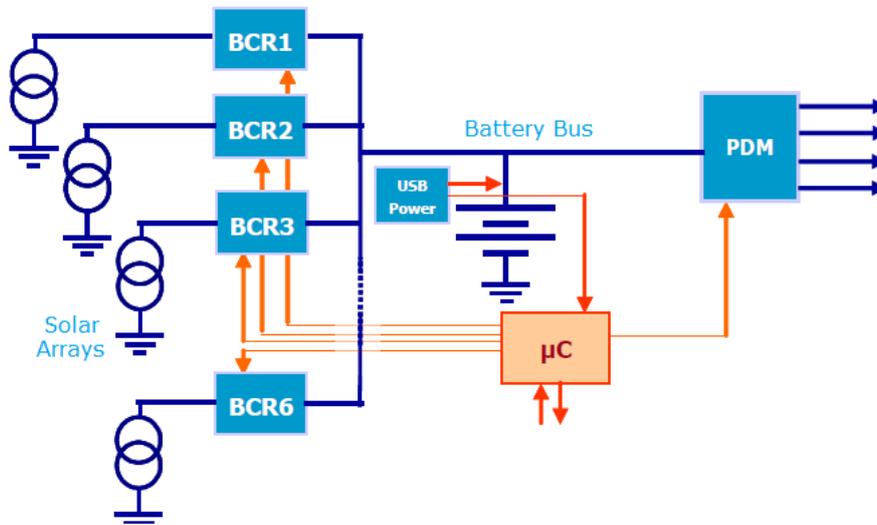


Fig. 2.12 – Esquema de um BCR programável, utilizando MPPT e Bus regulado [6].

Com a utilização de um processador a controlar os BCRs nos painéis solares é possível contrariar as variações do MPPT, devido à temperatura e ângulo de incidência, aumentando a eficiência na recolha de energia.

2.3.3 Baterias

As baterias são uma parte importante num NanoSat, porque garantem o fornecimento de energia durante os períodos em que os painéis solares não conseguem fornecer energia suficiente ao satélite. Os principais parâmetros na escolha da bateria são o peso, as dimensões, a capacidade de armazenamento e os ciclos de carregamento.

O peso e as dimensões da bateria não devem ser elevados, devido às limitações dos CubeSats (área 10 cm x 10 cm; peso <10 kg). A capacidade de carga e os ciclos de carregamento devem ser maximizados de maneira a garantir maior autonomia e tempo de vida da bateria.

1ª Geração de Baterias

As baterias têm sido desenvolvidas ao longo dos anos, alterando os materiais e formato que modificam a capacidade, peso e ciclos de carregamento. Começou-se com pilhas alcalinas feitas de Zn-Ag (Zinco-Prata) sem possibilidade de carregamento.

Devido à carga inicial ter de durar toda a missão, estas apresentavam grandes dimensões e eram escolhidas combinações de pilhas de alta potência (Ag-Zn tem 119 Wh/kg), que se tornavam opções dispendiosas. Devido à banda de temperaturas de funcionamento das pilhas de Ag-Zn ser pequena, entre 5°C e 40°C, começou-se a utilizar soluções como a pilha de Mercúrio (Zn-HgO).

O aparecimento de baterias de Níquel-Cádmio (NiCd), que embora apresentem uma densidade muito baixa (40 Wh/kg), permite o carregamento, oferecendo uma solução de armazenamento recarregável.

As baterias de NiCd têm como principal característica uma descarga linear, grande tolerância ao excesso de carregamento e um preço inferior em relação as pilhas Zn-Ag.

As baterias de NiCd foram sucedidas por baterias de níquel-hidreto de metálico (NiMH) e níquel-hidrogénio (NiH₂) que apresentavam uma densidade superior (60 Wh/kg e 65 Wh/kg) [13], sendo substituídas com o aparecimento das baterias de lões de lítio [13][14].

Baterias Actuais

As baterias de lões de lítio e polímeros de lítio tornaram-se as soluções mais populares, devido ao facto de terem uma alta densidade de potência (120 Wh/kg para lões de lítio e 180 Wh/kg polímeros de lítio) e ciclos de vida de carga semelhantes às baterias de NiMH, mas com uma banda de temperaturas ideais de funcionamento superior (tab. 2.4).

Outra razão que levou a grande adesão das baterias lões de lítio foi a sua larga produção industrial, com diversas aplicações comerciais, baixando assim o seu custo de produção.

A principal desvantagem das baterias de lítio é a fraca resistência a erros de carregamento, que provocam danos permanentes[14].

Tab. 2.4 –Especificações de vários géneros de baterias.

Bateria	Densidade de Potência (Wh/kg)	Alcance de temperaturas de carregamento	Ciclo de carga	Tensão nominal
NiCd	40	-20°C – 40°C	2000	1,2 V
NiMH	60	0°C – 20°C	30000	1,2 V
NiH ₂	65	0°C – 20°C	30000	1,2 V
lões lítio	120	0°C – 40°C	30000	3,2 - 3,6 V
Polímeros de lítio	180	0°C – 40°C	30000	3,7 V

2.3.4 PDM – Power Distribution Module

A principal função de EPS é o fornecimento de potência regulada aos subsistemas do satélite com a tensão e a corrente dentro dos limites pretendidos[6][7][9].

Num caso da arquitectura de Bus regulado é possível utilizar conversores DC/DC estáticos redutores de tensão (*buck*), caso a tensão pretendida seja inferior ao Bus, ou amplificadores (*boost*), no caso de tensão superior.

Com arquitectura de Bus não regulado é necessária a utilização de conversores DC/DC mais flexíveis para conseguir gerar as tensões reguladas à saída. Uma solução é a utilização de conversores DC/DC controlados (fig. 2.13) que permita amplificar ou reduzir a tensão do bus (*buck-boost*).

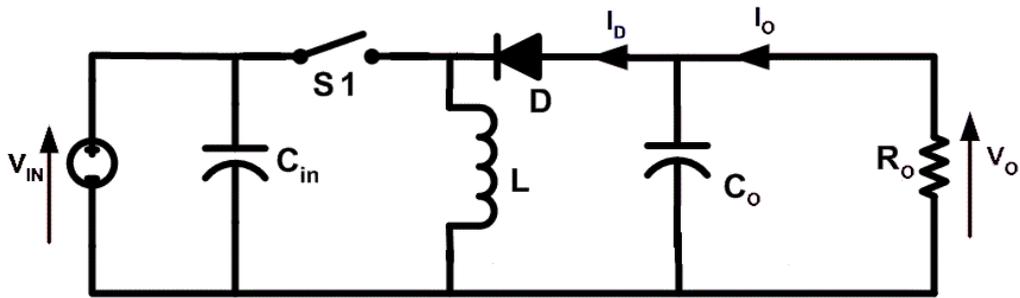


Fig. 2.13 – Conversor DC/DC buck-boost controlado.

O conversor buck-boost é controlado por uma tensão pulsada, que provoca a alternância do interruptor (S) entre fechado e aberto, que, dependendo do *duty-cycle* do sinal pulsado, permite amplificar ou reduzir a tensão de entrada a ser aplicada na saída.

Uma desvantagem do conversor buck-boost é a inversão da polaridade em relação a utilizada na alimentação do conversor, obrigando a utilização de inversores para colocar a tensão de saída com a mesma polaridade em relação a referência 0 V global do nanosat.

Existe a montagem do conversor buck-boost que utiliza quatro interruptores para comutar entre uma montagem de conversor buck para conversor boost, consoante seja necessário amplificar ou reduzir a tensão de saída em relação à tensão de entrada (fig 2.14).

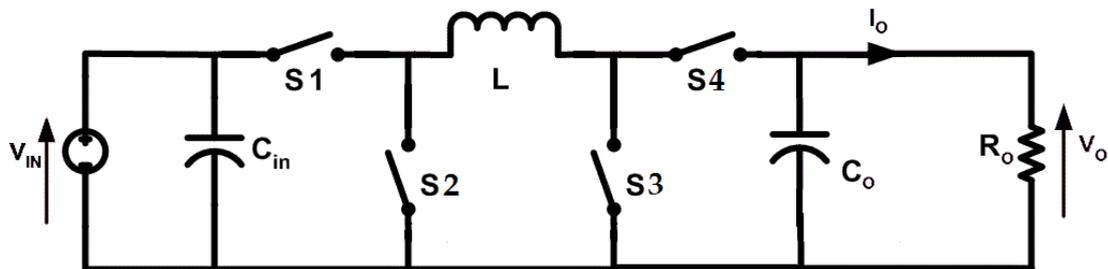


Fig. 2.14 - Conversor DC/DC buck-boost com quatro interruptores.

Outra solução é a utilização de um conversor *Single-ended primary-inductor converter* “SEPIC” (fig. 2.15) que permite um modo de funcionamento semelhante ao *buck-boost*, mas tendo a vantagem da polaridade da saída ser a mesma da entrada. Sem a necessidade de utilizar inversores é possível usar a mesma referência de 0 V em todo o sistema.

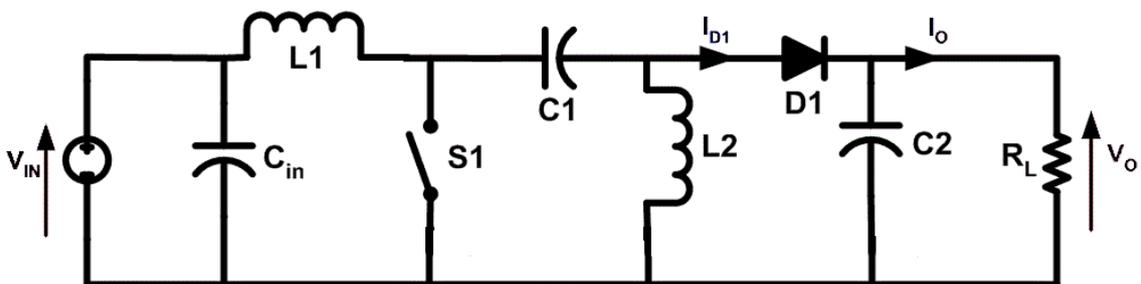


Fig. 2.15 – Conversor DC/DC SEPIC.

Capítulo 3 –Arquitectura do Sistema

A arquitectura implementada no EPS é baseada no sistema de Direct Energy Transfer com Bus regulado e com sistema de Maximum Power Point Tracker controlado (Secção 2.3.2). Semelhante à maior parte das arquitecturas existentes, a EPS contém um bloco de entrada que serve para regular as tensões provenientes dos painéis solares, um bloco destinado ao armazenamento de energia numa bateria e por fim o bloco utilizado para gerar as tensões de saída reguladas utilizadas para alimentar os outros subsistemas do nanosat. Optou-se por basear o bloco de entrada no sistema de MPPT controlado de forma a conseguir tirar maior proveito da energia fornecida por partes dos painéis solares e por implementar um conversor que procura gerar o ponto de MPPT à saída de um painel a cada dois painéis em faces opostas do nanosat. A maior diferença do EPS em relação do sistema MPPT controlado é que, à semelhança do DET, é gerado um bus regulado que alimenta o regulador de carregamento da bateria e bloco dos conversores de saída, que podem ser alimentados pelo bus regulado, pela bateria, directamente pelos painéis solares ou por uma placa de expansão contendo uma bateria de reserva.

O bloco dos conversores tem uma particularidade em relação aos existentes no mercado, pois foi requisitada a criação de três fontes independentes com tensão nominal de 3,3 V, 5 V e 12 V, podendo, cada uma, gerar até 4 W de potência. Outro requisito existente é haver dois sistemas implementados que, em caso de falha das fontes principais de 3,3 V e 5 V, permitam continuar a gerar as três alimentações principais do Nanosat. Como o bloco de saída pode ser alimentado por diferentes fontes com tensões distintas (desde 2,5 V até 10 V) os conversores de saída tem de utilizar uma arquitectura de amplificador-redutor para as fontes de 3,3 V e 5 V e amplificador para os 12 V.

O sistema EPS tem um microcontrolador de maneira a poder efectuar diversas funcionalidades independentemente dos outros subsistemas do nanosat, aumentando de forma global a margem de manobra e flexibilidade do sistema. O microcontrolador é utilizado para gerar os sinais de controlo dos conversores de MPPT de entrada e dos conversores de saída, monitorizar a carga existente na bateria e garantir a resolução de qualquer falha existente na EPS, para que não provoque a avaria total do Nanosat-1.

Para garantir um isolamento do microcontrolador e dos sistemas de aquisição de sinais existentes na EPS, foi implemendo na arquitectura do sistema uma alimentação independente que é ligada automaticamente no arranque do seu funcionamento.

Em análise, o EPS pode ser dividido em quatro áreas: a primeira é referente ao bloco que se encontra conectado aos painéis solares e tem como objectivo a regulação da potência de entrada para o Bus utilizado. A segunda é relativa ao Bus da EPS que está ligado ao carregador da bateria e ambos estão ligados ao conector de seleção da alimentação do 3º bloco que contém os conversores de alimentação global do Nanosat-1. Por último o quarto bloco que contém o microcontrolador com as montagens de aquisição de sinais da EPS e o circuito de alimentação isolado para este bloco. O esquema global pode ser observado na figura 3.1.

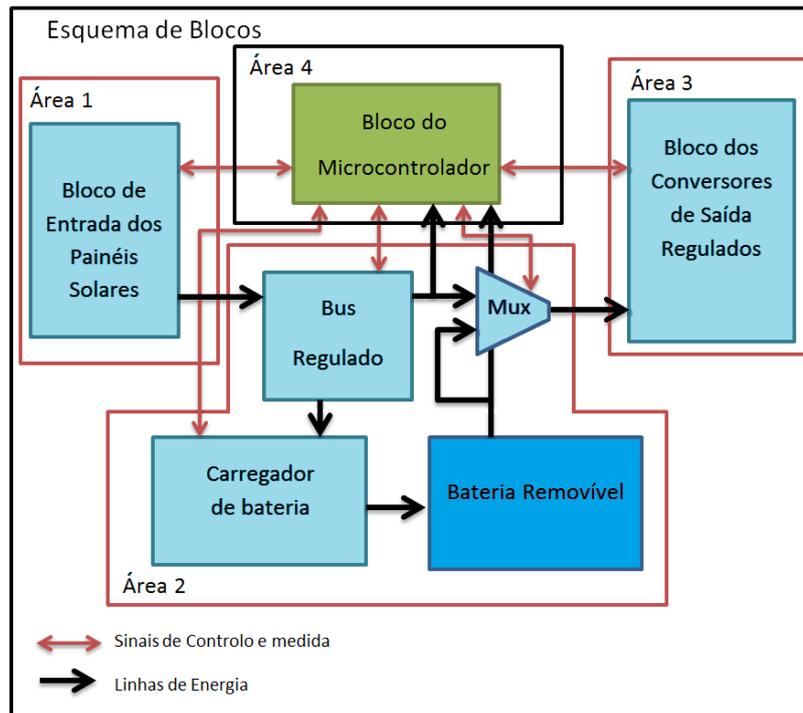


Fig 3.1 – Esquema do EPS no ISTnanosat-1.

Na secção seguinte são apresentadas, com maior detalhe, as quatro áreas do EPS, as suas funcionalidades, dependências e restrições.

3.1. Arquitectura de Blocos

3.1.1 Área 1 - Bloco de Entrada dos Painéis Solares

O bloco de entrada permite fazer a ligação entre os painéis solares, os sistemas de alimentação e o armazenamento de nanosat. O circuito tem como objectivo colocar à saída um sinal de tensão regulado, retirando o máximo de potência fornecida pelos cinco painéis solares montados nas faces laterais e de topo do nanosat.

Os painéis solares montados para um nanosat 1U tem o ponto de maior potência com aproximadamente 2 Watts à temperatura ambiente, correspondendo a uma entrada de 4,5 V com corrente de 0,5 A (descrição das células a utilizar no ponto 3.2.1), definindo assim os sinais de entrada. Para requisito de saída do bloco é determinado que deve fornecer uma tensão controlada, que pode variar entre os 8,5 V e os 10 V quando o circuito é controlado pelo microcontrolador. Este requisito é originado pela necessidade que o regulador de carregamento da bateria tem para alimentação correcta desta. Caso o microcontrolador não tenha arrancado ou em caso de avaria, o bloco de entrada deve colocar directamente no bus regulado a tensão fornecida pelos painéis solares.

Como a energia recolhida pelos painéis solares é fornecida na forma de uma tensão de entrada é um sinal contínuo, não sendo necessário rectificar o sinal, pois pode ser armazenada num pequeno condensador ligado à entrada do conversor MPPT. Outra particularidade existente é a disposição dos painéis solares em relação à luz, que, devido ao seu formado cúbico do nanosat, só

podem ter, no máximo, duas das faces laterais do nanosat e a de topo iluminadas simultaneamente (fig. 3.2), permitindo a utilização do mesmo circuito MPPT para os painéis solares montados em faces opostas do nanosat, diminuindo assim a necessidade de haver um circuito MPPT para cada painel.

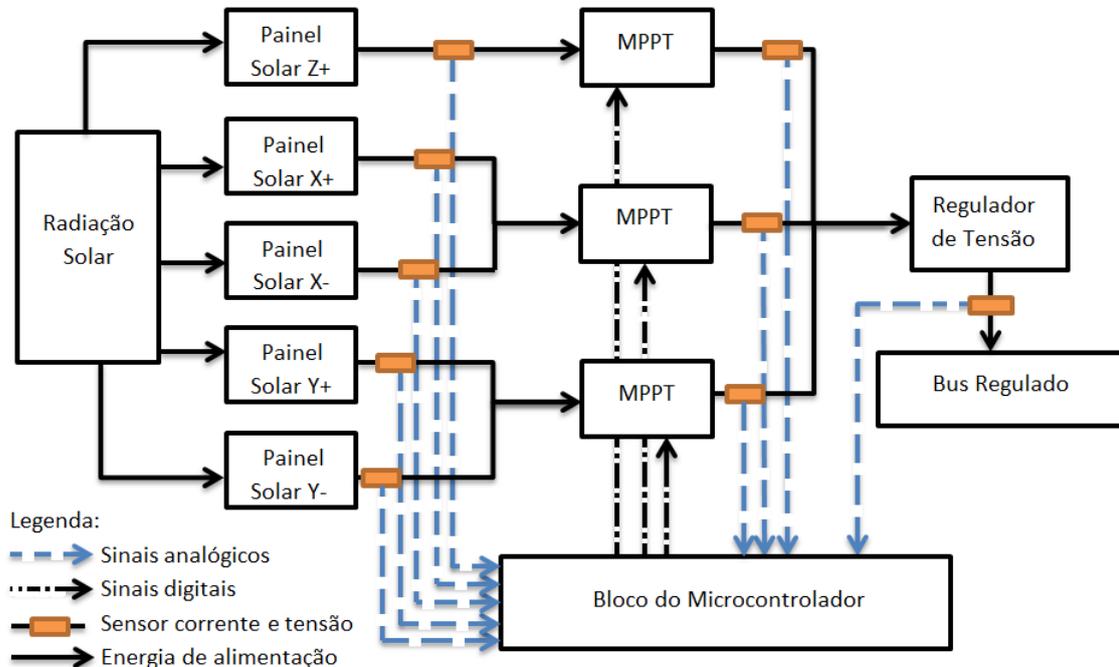


Fig. 3.2 – Diagrama de blocos da área 1.

O circuito MPPT é projectado para uma topologia do conversor *boost*, uma vez que é necessário elevar a tensão de entrada para colocar na saída o mínimo de 8,5 V para correcto funcionamento do carregador de baterias. A vantagem de utilizar a topologia *boost* é a de que permite fornecer de imediato ao carregador de baterias a alimentação correcta. Contudo esta situação só possível para um nanosat 1U, uma vez que os painéis da entrada fornecem sempre uma tensão inferior à da saída do conversor *boost*.

O conversor *boost* está ligado a dois painéis solares montados em faces opostas, retirando energia do que se encontrar iluminado e, efectuando a monitorização da corrente e tensão à saída do painel solar iluminador, realiza um controlo onde procura o ponto de maior potência (MPPT) a partir da regulação da tensão do painel, utilizando a variação do sinal de controlo operado pelo microcontrolador.

Os sensores de corrente e de tensão recolhem as medidas nos vários pontos do bloco de entrada e enviam-nas para o bloco do microcontrolador que trata da multiplexagem para as entradas dos ADC's. O circuito contém um regulador de tensão para evitar que os picos de arranque dos MPPT passem o valor máximo permitido pelos controladores ligados ao bloco de bus regulado.

3.1.2 Área 2 – Bus Regulado e Carregador de Baterias

Na EPS é necessário fazer a conexão entre a energia recolhida com o local de armazenamento ou destinada à utilização na conversão das saídas de alimentação do nanosat. Os limites do bus existente na EPS foram definidos pelos limites de alimentação do microchip destinado ao carregamento da bateria principal, para evitar a colocação de um conversor destinado somente à alimentação do microchip escolhido. A utilização de um controlador de carregamento permite garantir o carregamento correcto de uma bateria de iões de lítio. O microchip de carregamento faz a monitorização da temperatura da bateria e controla os ciclos de carregamento dentro dos parametros de segurança, ficando destinado ao microcontrolador a monitorização da carga existente na bateria, através da leitura da corrente de entrada e saída.

A bateria e o bus estão ligados a um mux analógico que permite seleccionar qual a opção a utilizar para alimentar o bloco de saídas reguladas na área 3 e a entrada do conversor redutor utilizado para alimentação do microcontrolador e dos circuitos de aquisição de sinal da EPS (fig. 3.3).

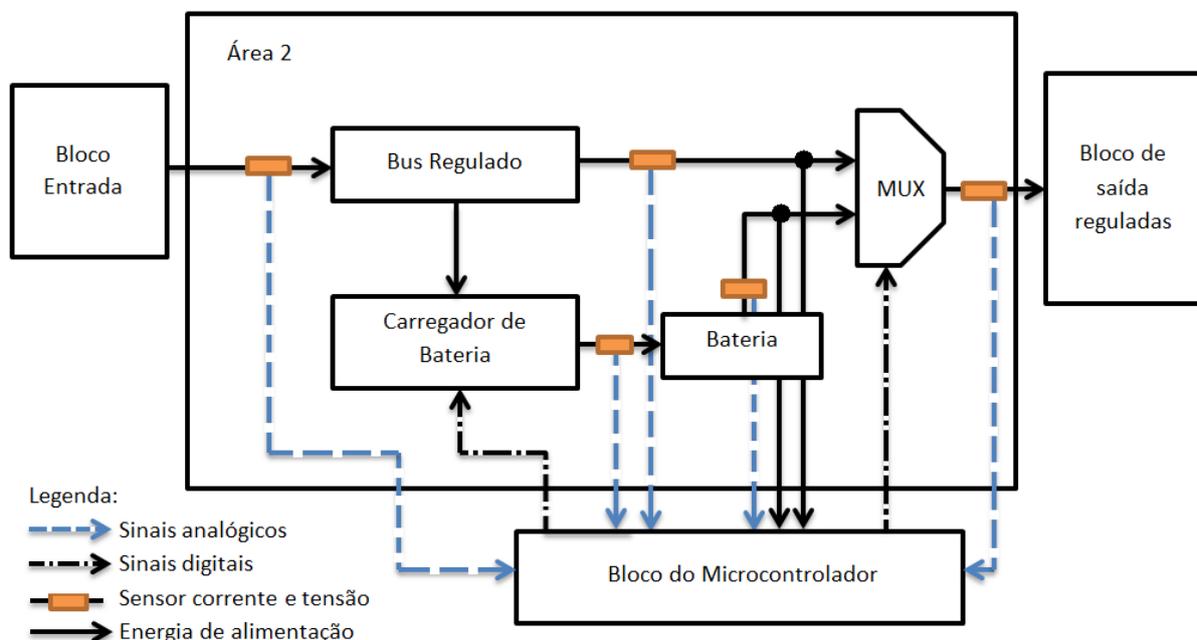


Fig. 3.3 – Diagrama de blocos da área 2.

O ponto mais importante é a bateria que é composta por duas células de ião-lítio em série que fornecem uma tensão de alimentação que varia entre 7,4 V carregada até 6 V quando completamente descarregadas.

Através da leitura da tensão dos terminais da bateria, o microchip de carregamento é activado pelo microcontrolador para efectuar o carregamento quando existe a presença de radiação solar nos painéis solares e garante que o bus regulado se encontra nas tensões de funcionamento do microchip. Devido à utilização de baterias de ião-lítio no carregamento não é utilizado uma corrente de carregamento constante durante toda a fase de carga (fig. 3.4), correndo o risco de danificar a bateria no caso de mau carregamento.

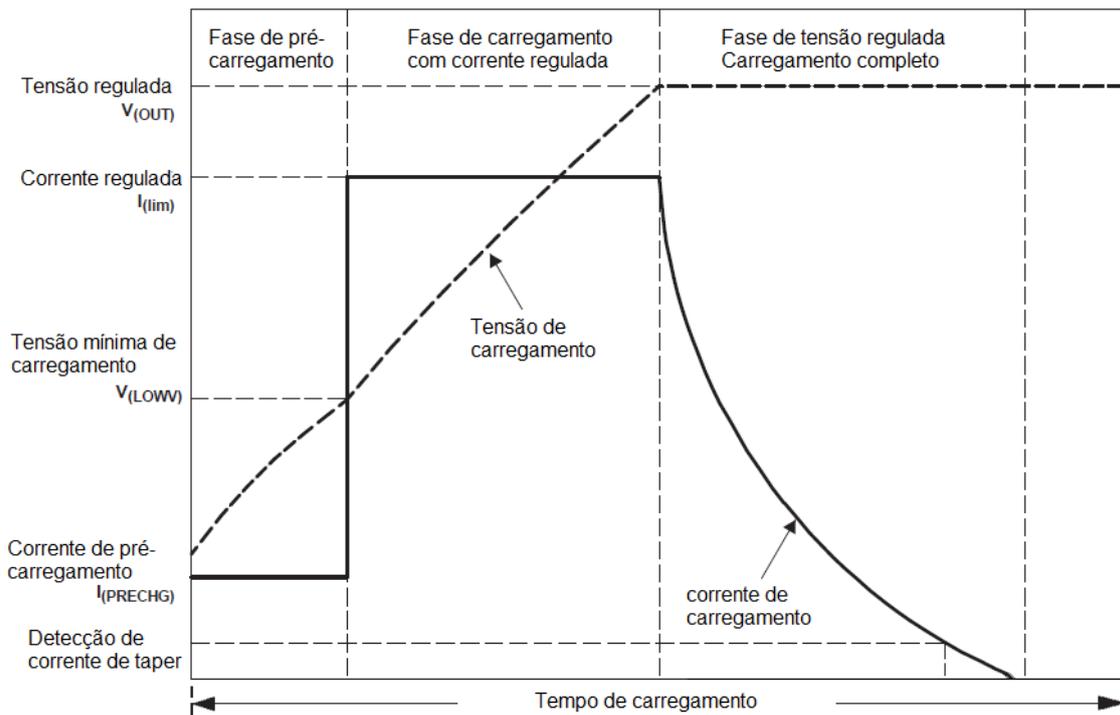


Fig. 3.4 – Esquema de carregamento regulado da bateria.

O correcto carregamento da bateria de ião-lítio, em caso de descarga abaixo da tensão mínima de carga (V_{LOWV}), tem de conter primeiro uma pré-fase de carregamento onde este é efectuado com baixa corrente (I_{PRECHG}) até atingir as condições ideais de carga. Na segunda fase a bateria é carregada com a corrente regulada (I_{lim}) até atingir a tensão máxima de carga, entrando por fim na terceira fase que corresponde à finalização do carregamento, onde é reduzida progressivamente a corrente de carga até atingir corrente de *taper*.

3.1.3 Área 3 – Bloco de conversores de saída regulados

A área 3 contém os conversores de alimentação do nanosat que, devido aos requisitos de projecto, tem de produzir três saídas reguladas de 3,3 V, 5 V e 12 V. Todas as saídas tem de conter reguladores de tensão para evitar que picos de tensão sejam enviados para os outros subsistemas do nanosat e devem conseguir fornecer até 4 W de potência em cada saída individualmente.

Devido à alimentação dos conversores de saída, que pode ser efectuada com uma tensão entre 2,5 V a 10 V, para efectuar a saída de 3,3 V e 5 V é necessário utilizar a topologia de um conversor elevador-reductor e de um conversor elevador para a saída de 12 V. Pelo facto de ser necessário ter redundância aos conversores principais das saídas de alimentação, foi projectada a utilização de dois conversores de reserva para as saídas de 3,3 V e 5 V, tendo sido adoptada a utilização de um conversor reductor de 12 V para 5 V e de outro conversor reductor de 5 V para 3,3 V (fig. 3.5).

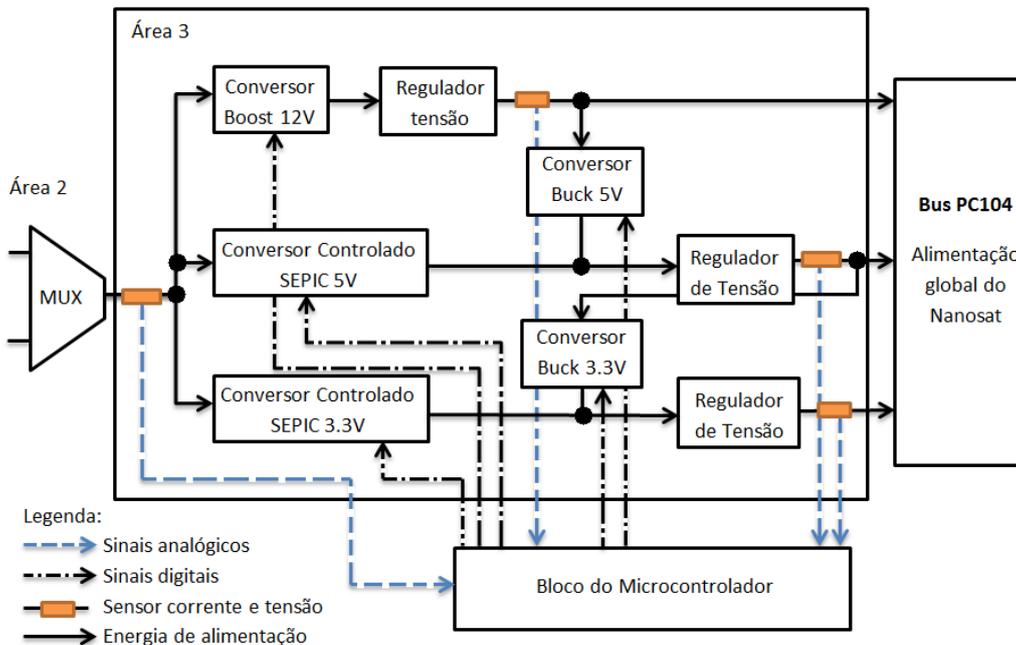


Fig. 3.5 – Diagrama de blocos da área 3.

Os dois conversores SEPIC são controlados pelo microcontrolador através de um sinal digital utilizando uma modelação de largura de pulso (*Pulse-width modulation* - “PWM”), que consiste no uso de uma onda quadrada com variação da *duty-cycle* para controlar o tempo ligado/desligado do interruptor de controlo do SEPIC que termina a relação entre a tensão de entrada e saída (explicação em maior detalhe na secção 3.2.). O conversor *boost* para 12 V e os dois conversores *buck* só são controlados se se encontram ligados ou desligado através da entrada *enable*, tendo que funcionar automaticamente os três no caso de ocorrer uma avaria do microcontrolador.

Por fim a área 3 tem à saída três reguladores de tensão para garantir que os outros subsistemas do nanosat nunca são alimentados por tensões superiores ao limite máximo determinado para cada fonte de alimentação fornecida pelo EPS.

3.1.4 Área 4 – Bloco Microcontrolador

A área 4 corresponde ao bloco que tem como objectivo a recolha das medições efectuadas nos sensores do EPS e fornecimento dos sinais de controlo através do microcontrolador. Devido ao número elevado de pontos de medição no EPS, são utilizados dois multiplexadores (“MUX”) ligados aos conversores ADC’s do microcontrolador, que vai seleccionando nos multiplexers que sensor quer ler de cada vez. Através da leitura dos sinais dos sensores de corrente e tensão, o microcontrolador envia os controlos necessários para área 1, 2 e 3 de maneira a garantir a recolha de energia com maior eficiência na área 1, o correcto armazenamento na área 2 e correctas alimentações globais do nanosat na área 3.

Para isolar o microcontrolador e os sensores de recolha de corrente e tensão, é utilizado um conversor redutor (“*buck*”) alimentado pela bateria ou pelo bus regulado. O conversor é activado no

arranque do EPS, encolhendo automaticamente qual a fonte a utilizar, garantindo uma alimentação correcta da área 4 (fig. 3.6).

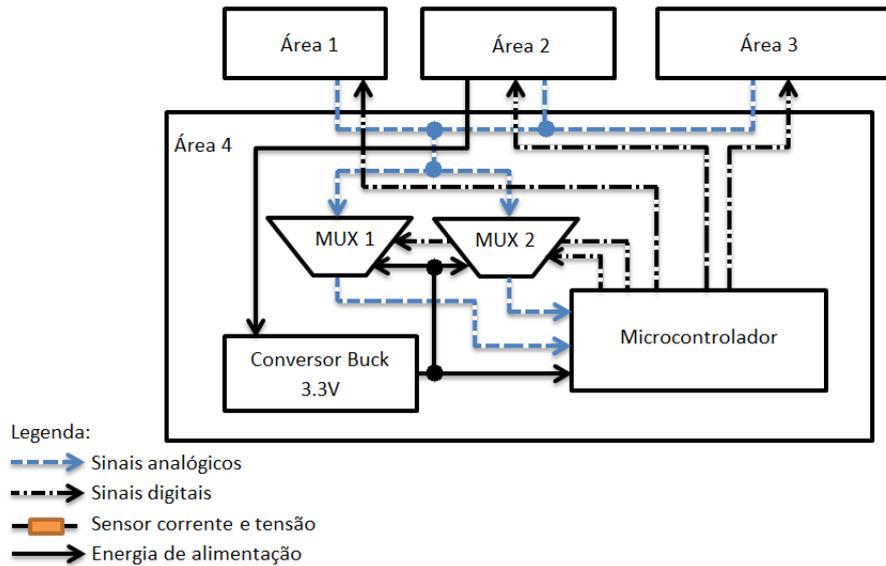


Fig. 3.6 – Diagrama de blocos da área 4.

3.2. Hardware

O projecto do EPS é desenhado para ser colocado no ISTnanosat-1 obrigando a várias limitações durante a fase de projecto e redimensionamento para cumprir os parametros desejados. Duas das limitações são o espaço físico que a EPS pode ocupar no ISTnanosat-1 e a localização dos suportes da estrutura do bus PC104, que é utilizado como conector global entre todos os subsistemas. Tendo em conta as normas da ESA, foi efectuada o projecto do primeiro protótipo da placa, que representa o trabalho efectuada nesta Tese, com objectivo final do EPS seguir as configurações apresentadas na fig. 3.7.

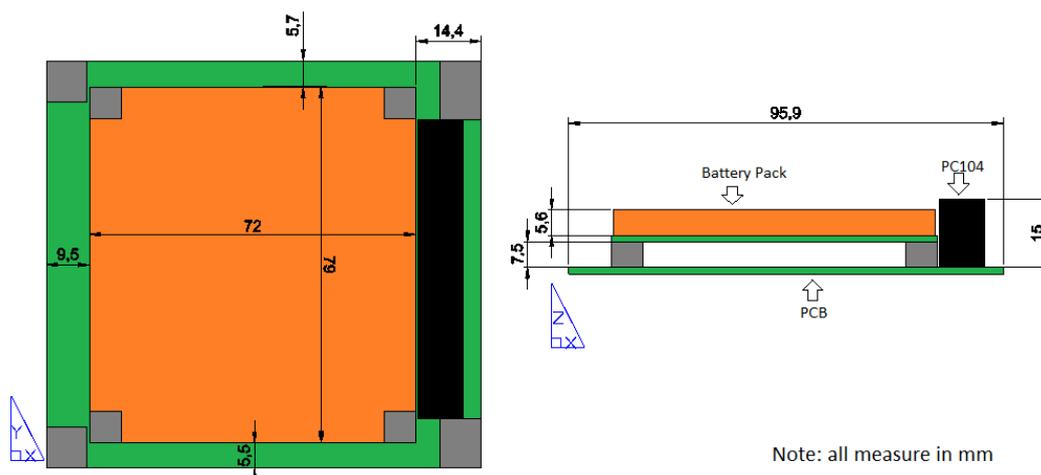


Fig. 3.7 – Dimensões máximas do subsistema EPS.

O EPS final, que tem como objectivo a colocação no ISTnanosat-1, tem de cumprir com as regras de ESA para o lançamento e não pode exceder o projecto apresentado (fig. 3.7), composto por

um andar inferior onde é contido o circuito da EPS numa placa com 95,9 mm por 90,2 mm e com altura máxima de 15 mm. A solução encontrada para levar as baterias na placa foi, à semelhança de outros EPS existentes no mercado, a colocação da bateria num suporte, limitando a altura dos componentes a utilizar no projecto a 7,5 mm.

Neste ponto será explicado com maior detalhe a estrutura do *hardware* que será implementado, divididos por: i) Painéis solares ii) Bloco de entrada, iii) Bus e carregador de Bateria, iv) PDM e v) Processador do EPS.

3.2.1 Painéis Solares

Para alimentar o ISTnanosat-1 são utilizados painéis solares de ultra tripla junção (GaInP/GaAs/Ge), com colocação de 4 painéis nas faces laterais com dimensões até 10 cm x 10 cm no caso 1U ou 20 cm x 10 cm no caso de 2U, ambos tem a possibilidade de implementação de 1 painel de topo com dimensões até 10 cm x 10 cm,. Os valores de potência fornecida esperados por cada painel no início de vida (*Beginning Of Live*) devem ser semelhantes aos vendidos comercialmente (Tab. 3.1).

Tab. 3.1 – Características dos painéis solares Clyde-Space Inc.[12][15].

Painel	Nº Células	BOL Power (-40°C)	BOL Power (28°C)	BOL Power (80°C)	Eficiência Mínima	Peso
Topo	2	2.46 W	2.08 W	1.79 W	28%	45 g
Laterais 2U	4/5	4.93 W	4.17 W	3.35 W		70 g
Laterais 1U	2	2.46 W	2.08 W	1.79 W		45 g

As células de tripla junção seleccionadas para serem montadas em placas de PCB são provenientes da AzurSpace[22] (Tab. 3.2), que contém um rendimento perto dos 30% no início de vida.

Tab. 3.2 – Características das células solares de tripla junção da AzurSpace [22].

Descrição	Padrão	Margem	Unidades
Dimensões da célula solar	40.15 x 80.15	±0.1	mm
Área da célula solar	30.18		cm ²
Peso	≤116		mg/cm ²
Espessura	280	±25	µm
Interconector - dimensões	6.5 x 7.53		mm
Interconector - espesura	25		µm
Tensão em MPPT (BOL)	2409		mV
Corrente em MPPT (BOL)	502.9		mA
Eficiência Média (BOL)	29.3		%

A célula solar tem um modelo equivalente [23] (fig.3.8) que corresponde a uma fonte de corrente com duas resistências parasitas que corresponde a uma resistência em paralelo (“ R_{sh} ”) e uma resistência em série (“ R_s ”).

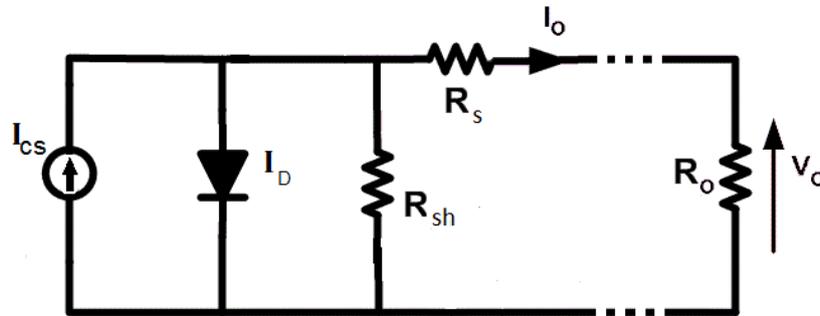


Fig. 3.8 – Esquema equivalente da célula solar.

Para determinar a corrente de saída do painel é necessário ter em conta que a energia recolhida pela célula solar é absorvida devido à recombinação de electrões no díodo fotovoltaico, criando uma corrente contrária produzida (I_D). As resistências em paralelo e em série são determinantes na caracterização da corrente (I_O) e tensão (V_O) de saída do painel solar, pois permitem definir os pontos de máxima corrente para curto-circuito I_{sc} ($R_o = 0$) e máxima tensão para circuito aberto V_{oc} ($R_o = \infty$). Utiliza-se o *boost* nos terminais microcontrolador para variar o valor de R_o aos terminais do painel solar é possível atingir o ponto de maior potência (“*PMP*”).

A corrente de saída pode ser obtida através da equação:

$$I_O = I_{SC} \left(1 - \exp \left(\frac{-e \cdot (V_{OC} - V)}{m \cdot K \cdot T} \right) \right)$$

Legenda:

e – carga do electrão - $1,60 \times 10^{-19}$ C

K – constante de Boltzmann - $1,38 \times 10^{-23}$ J/K

T – temperatura em Kelvin

m – parametro constructivo da célula

Pode-se constatar que a corrente de saída vai variar com a tensão aos terminais (fig. 3.9).

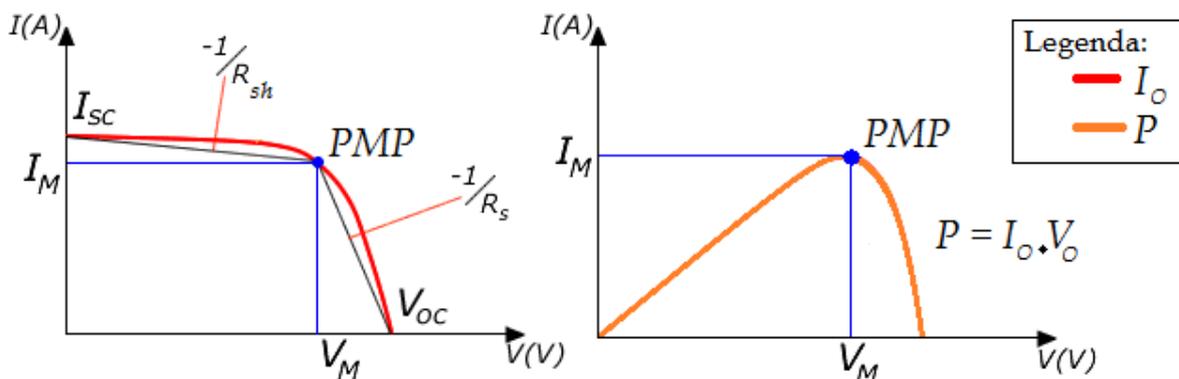


Fig 3.9 – Variação da corrente em relação a tensão de saída. Determinação da variação da potência.

Aplicando a teoria ao caso prático das células solares da Azurspace de triple junção é necessário observar o que as variações externas provocam nas células. A radiação solar provoca, ao longo do tempo, o decréscimo da eficiência da célula solar. Por norma, é considerado que existe decaimento após 1 MeV de radiação absorvida, variando com a densidade de radiação, utilizando como factor padrão de medida $2,5 \times 10^{14}$ e/cm², 5×10^{14} e/cm² e 1×10^{15} e/cm² (Tab.3.3).

Tab. 3.3 – Características eléctricas e decaimento por efeito da radiação[22].

Descrição	BOL	2.5E14e/cm ²	5E14e/cm ²	1E15e/cm ²	Unidades
Valor médio de circuito aberto	2690	2560	2514	2468	mV
Valor médio de curto circuito	519.6	517.1	514.3	501.3	mA
Tensão em PMP	2409	2277	2229	2191	mV
Tensão em PMP	502.9	499.2	493.4	477.6	mA
Eficiência media	29.3	27.6	26.7	25.4	%

Um dos pontos importantes dos painéis solares é a perda de eficiência devido ao aquecimento das células solares (Tab. 3.4), obrigando o subsistema ADCS a forçar a rotação do satélite de modo variar a exposição solar dos painéis para aumentar a eficiência energética.

Tab. 3.4 – Variação das características eléctricas com a variação da temperatura.

Descrição	BOL	2.5E14e/cm ²	5E14e/cm ²	1E15e/cm ²	Unidades
Valor médio de circuito aberto	-6.0	-6.2	-6.2	-6.3	mV/°C
Valor médio de curto circuito	0.32	0.35	0.31	0.39	mA/°C
Tensão em PMP	-6.1	-6.3	-6.3	-6.4	mV/C ⁰
Tensão em PMP	0.28	0.27	0.20	0.29	mA/C ⁰

Embora exista um aumento no valor da corrente, o decaimento provocado na tensão pelo aumento de temperatura é superior, diminuindo a potência fornecida e a variação do PMP. Pelo facto do nanosat andar em órbita em torno da terra, a radiação incidente não é constante com o afastamento do sol, nem com o ângulo de incidência nos painéis solares (fig. 3.10), motivando assim a aplicação de um sistema que utilize o algoritmo de MPPT, retirando sempre maior proveito dos painéis solares em comparação com a implementação de conversor não controlado.

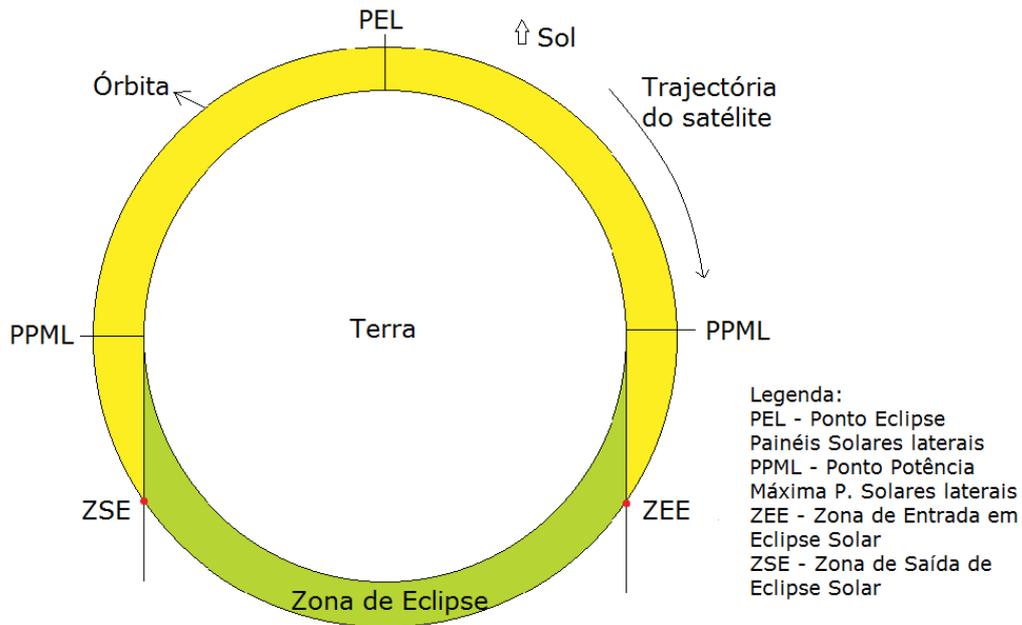


Fig. 3.10 - Exemplo de zonas de exposição solar num satélite.

Infelizmente as células solares não foram adquiridas, impossibilitando testes mais concretos e a observação de perdas parasitas existentes na montagem dos painéis finais, assim como testes de variação com aquecimento e ângulo de incidência. Para efeitos de projecção do circuito foi determinado que as características dos painéis finais para ISTnanosat-1 são compostos por duas células montadas em série sem perdas parasitas de montagem (Tab. 3.5).

Tab. 3.5 – Valor ideal projectado para os painéis solares.

Descrição	BOL	Unidades
Valor médio de tensão em circuito aberto	5380	mV
Valor médio de corrente em curto circuito	519,6	mA
Tensão em PMP	4818	mV
Corrente em PMP	502,9	mA
Potência em PMP	2423	mW
Eficiência média	29,3	%

3.2.2 Área 1 - Bloco Entrada

3.2.2.1 MPPT

O sistema inicialmente proposto para utilizar como bloco de entrada era composto por um bloco de entrada com conversor amplificador-reductor (*"buck-boost"*) e com inversor ligado directamente à bateria, mas devido à utilização de uma bateria de ião-lítio (secção 3.1.3) é necessário um controlo maior da corrente fornecida para casos de descarga total.

Seguindo a topologia semelhante DET com bus regulado, foi determinado que a melhor solução para colocar à saída do bloco de entrada, tendo o bus regulado numa tensão nominal de 9V, com mínimo 8,5 V e máximo 10 V (maior pormenor secção 3.1.3).

O EPS contém três MPPT, com cada um ligado a dois painéis solares, utilizando o que estiver iluminado e colocando a energia nos três condensadores de 100 μF em paralelo na entrada do bus regulado (fig. 3.11).

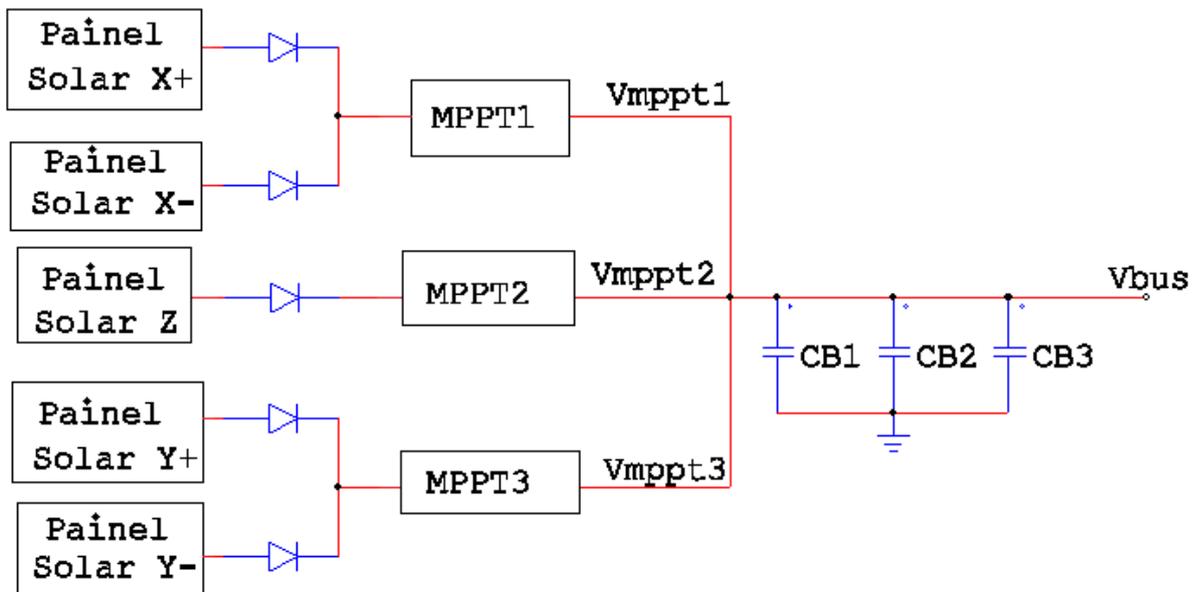


Fig. 3.11 – Circuito final da área 1.

Na placa protótipo utilizada para testes, só foram montados dois MPPT em paralelo para testes de funcionamento e, pelo facto de não existirem painéis solares e uma estrutura para alternar a iluminação não é efectuado a montagem utilizando díodos para seleccionar o painel solar com maior potencial encontrando-se ligados directamente ao MPPT.

Como a tensão máxima fornecida pelos painéis solares não passa os 5,5 V, é necessário utilizar uma topologia amplificadora para obter a tensão do bus pretendida, reduzindo a complexidade do circuito (fig. 3.12).

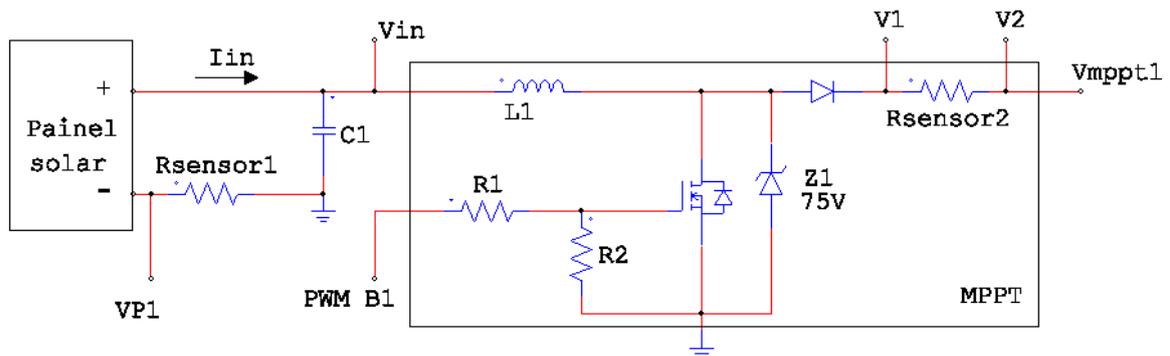


Fig. 3.12 – Esquema eléctrico da montagem do MPPT.

O painel solar funciona com uma fonte de corrente com a detecção de corrente I_{in} fornecida é efectuada pela aquisição da queda de tensão na resistência $R_{sensor1}$ entre o ponto V_{P1} e o ground. Para resistências de sensor de corrente no EPS são usadas resistências de $0,05 \Omega$, de maneira a haver poucas perdas, pois foi tido em conta que a corrente máxima que pode existir num ponto é 2 A, que corresponde a uma queda máxima de tensão de 0,1 V nos sensores de corrente.

O circuito do MPPT é um conversor boost controlado pelo sinal digital PWM B1 efectuado pelo microcontrolador através da aquisição da tensão de entrada V_{in} e da saída conversor V_{mppt} (é equivalente ao ponto V_2), variando o *duty-cycle* e frequência do sinal de comutação do *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* (mosfet) de canal n e, seguindo o algoritmo de determinação do ponto de máxima potência, é colocada a tensão de V_{mppt} no bus em 9 V. Quando o PWM B1 se encontra a nível lógico on, o mosfet entra em condução carregando a bobina L1, que efectua a descarga a partir do momento em que existe uma mudança de sinal lógico no PWM B2. Através da alternância do sinal lógico modificado a percentagem da relação entre o tempo on-off é controlado a relação entre a tensão de entrada e saída.

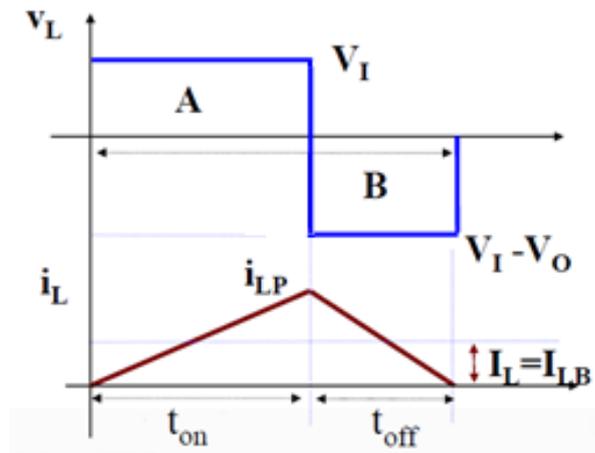


Fig. 3.13 – Tensão e corrente na bobina durante um ciclo do PWM.

O circuito contém uma resistência R1 de 100Ω para limitar o consumo efectuado pelo microcontrolador no sinal PWM B1 e uma resistência R2 de *pull-down* $1M\Omega$ para garantir que, em situações de arranque do sistema ou em caso de avaria do microcontrolador, é garantido que a porta (“*gate*”) do mosfet fica a zero, deixando o MPPT colocar na saída o sinal de entrada. O sinal PWM, gerado pelo microcontrolador, foi estabelecido para usar uma frequência máxima de 50 kHz, evitando a utilização de frequências altas que aumentam o consumo energético do microcontrolador.

No circuito protótipo foi colocado um diodo de zener de protecção do mosfet para evitar que tensões de pico, entre o dreno (“*drain*”) e a fonte (“*source*”), fossem superiores aos máximos aguentados pelo mosfet. Na placa final será colocado um limitador de tensão a saída dos MPPT, com tensão máxima 11 V, limitado pelo carregador de bateria e pela topologia utilizada no conversor de saída de 12 V.

O circuito, tendo em conta o ponto de PMP do painel solar, tem como característica uma tensão de 4,818 V com 0,503 A. Para dimensionar um conversor boost é preciso ter em conta que se

pretende que as perdas de conversão sejam o mais baixo possível, garantindo um rendimento elevado. O conversor tem de funcionar nos limites da condução contínua e descontínua (fig. 3.13), que é determinado pela relação do tempo on-off do PWM e permite a total descarga da bobina sem entrar no modo descontínuo de funcionamento.

Na escolha da bobina de entrada é necessário garantir que consiga aguentar a corrente máxima de carga (I_{LP}) que depende da corrente média na bobina (I_{LB}), o que se pode retirar da equação (1).

$$I_{LB} = \frac{1}{T} \int_0^T I_L dt = \frac{I_{LP}}{2} \quad (1)$$

Se considerar que a corrente média máxima de entrada é a corrente de PMP, a bobina deve aguentar uma corrente máxima de carga no mínimo de 1 A, como verificado na simulação (fig. 3.14).

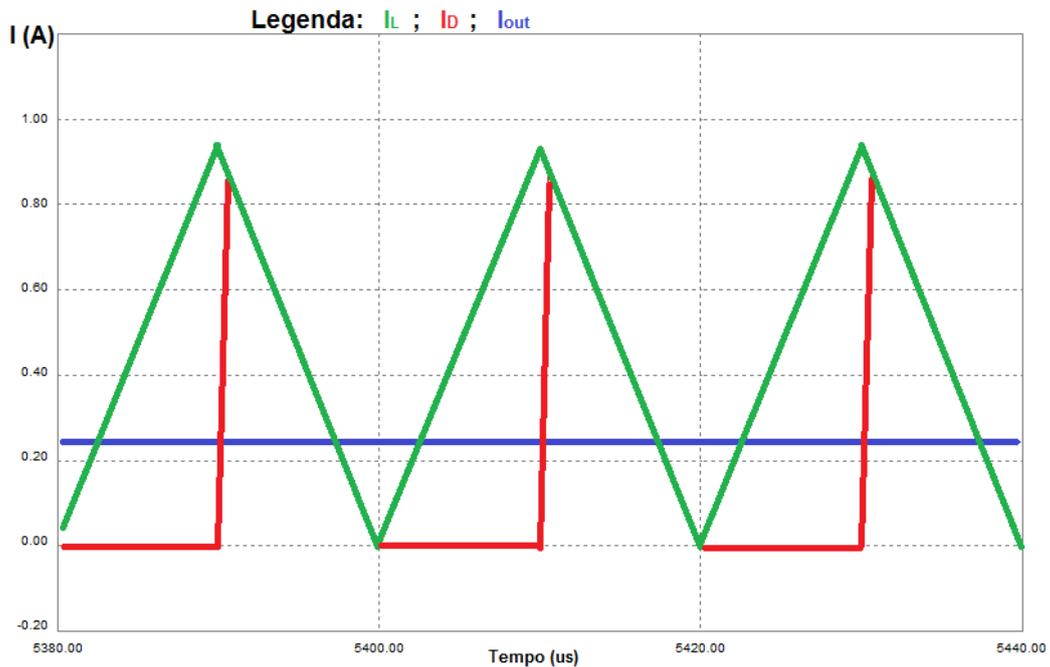


Fig. 3.14 – Simulação da corrente na bobina L1 e a saída no circuito da fig. 3.12

Estabelece pela equação (2) que determina o *duty-cycle* (“D”) tendo em relação da tensão de entrada com saída.

$$\frac{V_{mppt1}}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} \quad (2)$$

$$\frac{I_{mppt}}{I_{in}} = 1 - D \quad (3)$$

Para obter 9 V é necessário um *duty-cycle* de aproximadamente 0,5 (50%), no caso do ponto de PMP, utilizando um sinal com uma frequência de 50 kHz PWM, que corresponde a um período (T_s) de 20 μ s. A indutância mínima da bobina é determinada pela equação (3), obtendo uma bobina de 45 μ H.

$$L = \frac{V_{mppt1} T_s}{2 I_{in}} D(1 - D) \quad (4)$$

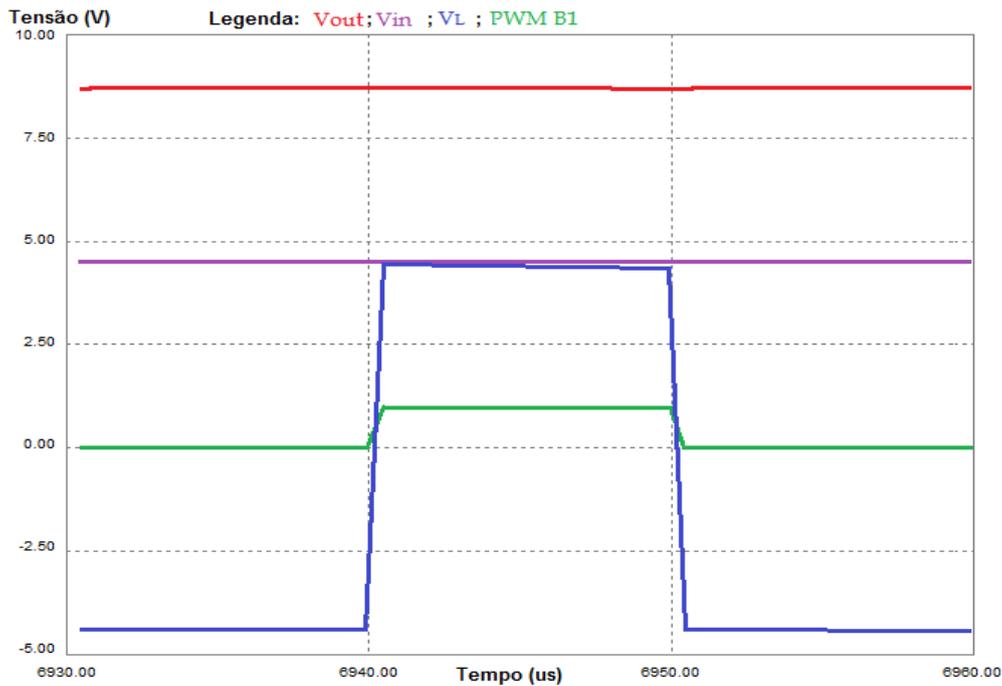


Fig. 3.15 – Simulação do circuito da fig. 3.12 para condições PMP de entrada e saída.

Devido ao facto de não ter sido possível fazer testes com os painéis finais, também não é possível determinar as variações da tensão fornecida em relação ao ângulo de incidência da luz solar. Foi considerado que o mínimo aceitável fornecido é 3 V, determinando o *duty-cycle* máximo 0,66 (66%), que corresponde a uma bobina de 40 μH .

Com a bobina dimensionada foi escolhido o modelo SRP1265A de 47 μH da Bourns [25], pois garante baixas perdas devido ao baixo DCR e cumpre as especificações de altura pretendidas na EPS (tem 6,2 mm de altura).

Para garantir uma baixa tensão pico-pico, à saída do conversor são utilizados três condensadores de 100 μF em paralelo (CB1, CB2 e CB3 na fig. 3.12), diminuindo o impacto de mudanças bruscas no sinal de entrada que se podem provocar no bus regulado, embora também diminua o tempo de arranque.

3.2.2.1 Sensores de corrente e tensão

O bloco de entrada contém dois sensores de tensão nos pontos V_{in} e V_2 e duas montagens para detecção da corrente de entrada e saída do MPPT, utilizando as diferenças de potencial aos terminais das resistências R_{sensor1} e R_{sensor2} .

Para os sensores de corrente é efectuada uma montagem com a diferença entre os terminais das resistências R_{sensor} , para determinar se I_{in} tem a particularidade de usar a diferença de potencial de V_{p1} em relação ao ground numa montagem inversora para determinar a corrente fornecida pelo painel solar (fig. 3.16).

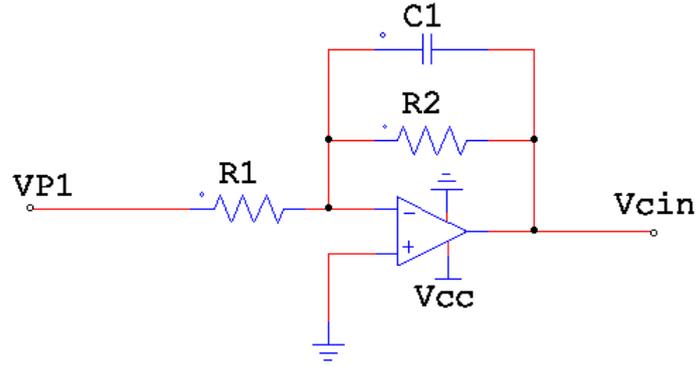


Fig. 3.16 – Montagem diferença em relação a massa.

Ao colocar a resistência R_{sensor1} no terminal negativo do painel solar, evita-se a utilização de uma montagem de diferença entre o terminal positivo do painel solar e a bobina L1, devido à corrente I_{in} estar referenciada a massa ("ground"). O valor das R_{sensor} utilizadas em todo EPS foi escolhida tendo em conta que o valor máximo de corrente a ser medida em todo o circuito nunca exceder os 2 A, utilizando R_{sensor} de $0,05 \Omega$ para minizar as perdas nos sensores.

Utilizando as características de corrente máxima de um painel solar 1U, foi limitada a corrente máxima de leitura do sensor em 1 A, que corresponde ao valor máximo de V_{P1} (equação (5)) a ser medido pelo sensor de corrente.

$$V_{P1max} = -R_{\text{sensor1}} * I_{in\ max} = 0,05 \Omega * 1 A = 50\ mV \quad (5)$$

Através da relação entre V_{P1} e V_{cin} (equação (6)) é determinado o ganho da montagem inversora através da determinação da relação das resistências R1 e R2 na equação (7), de maneira a V_{cin} não exceder 2,5 V.

$$V_{\text{cin}} = -V_{P1} * \frac{R_2}{R_1} = R_{\text{sensor1}} * I_{in} * \frac{R_2}{R_1} \quad (6)$$

$$\text{Ganho no sensor} = V_{P1max} * \frac{R_2}{R_1} = 50 \quad (7)$$

Na determinação dos limites do V_{cin} foi tido em conta que pode ser possível a utilização de painéis solares que garantam à entrada uma corrente superior, fixando o limite máximo de leitura do I_{in} em 1,32 A (equação (8)), estabelecendo o limite de leitura do sensor de corrente de entrada.

$$I_{in\ max} = \frac{V_{\text{cin}\ max}}{R_{\text{sensor1}} * \frac{R_2}{R_1}} = \frac{3,3\ V}{0,05\ \Omega * 50} = 1,32\ A \quad (8)$$

Com o ganho definido em 50 é calculado o valor de R2 e R1 a utilizar, tendo em consideração a colocação de um filtro de passa-baixo no sensor para retirar o ruído provocado pelo conversor. O filtro passa-baixo tem de ter uma frequência de corte baixa (equação (9)), de modo a só ser obtido o sinal DC de entrada.

$$f_{\text{corte}} = \frac{1}{2\pi * R_2 * C_1} \quad (9)$$

Para R2 foi utilizada uma resistência de 1 MΩ e para C1 um condensador 10 nF, que garante uma frequência de corte de aproximadamente 16 Hz. No caso da selecção de R2 foi utilizado o valor mais elevado disponível e no condensador foi tido em conta que o aumento da capacidade provoca o atraso de resposta do circuito quando existe mudança na entrada. Inicialmente era prevista a utilização de um condensador de 100 nF, de forma a garantir uma frequência de corte mais baixa, mas verificou-se que o atraso provocado na resposta do sensor de corrente às variações da entrada era muito elevado, obrigando à utilização de um condensador menor. Com R2 já determinado o valor de R1 pretendido é 20 kΩ, para obter o ganho pretendido.

Para o sensor de corrente de saída do MPPT é utilizada uma montagem da diferença entre os terminais V1 e V2 da resistência R_{sensor2} (fig).

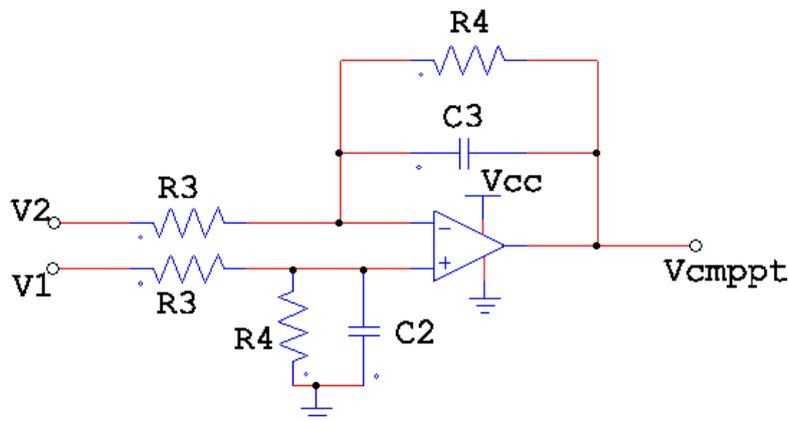


Fig. 3.17 – Montagem diferença utilizada para determinar corrente de passagem.

Pela utilização da mesma relação entre R3/R4 em ambas as entradas do amplificador operacional é obtida a relação à saída (V_{cmppt}) dada pela equação (10).

$$V_{\text{cmppt}} = \frac{R_4}{R_3} (V_1 - V_2) \quad (10)$$

O sensor de corrente é dimensionado para a tensão de saída ser máxima com 2,5 V para a corrente máxima na resistência R_{sensor2} que corresponde a maior queda de tensão, equação (11).

$$I_{R_{\text{sensor2}}} = (V_1 - V_2) / R_{\text{sensor2}} \quad (11)$$

Utilizando a R_{sensor2} de 0,05 Ω foi definido que a corrente máxima de saída corresponde à corrente máxima de entrada do MPPT, que, pelo facto do conversor amplificador não se encontrar a funcionar, a corrente de entrada é igual à de saída, no caso de não haver perdas. Quando o conversor amplificador se encontra em funcionamento, a corrente à saída desce com o aumento da tensão de saída devido à conservação de energia.

Com I_{max} ser o valor da queda de tensão ($V_1 - V_2$) máximo que corresponde 50mV, tal como no sensor de corrente ligado ao painel solar. O ganho da montagem diferença é dado pela relação R4/R3 estabelecido para a diferença máxima de entrada, garantido a maior tensão à saída (V_{cmppt}).

$$\text{Ganho no sensor} = \frac{R_4}{R_3} = \frac{V_{\text{cmppt}}}{(V_1 - V_2)} = \frac{2,5 \text{ V}}{0,05 \text{ V}} = 50 \quad (12)$$

Como no caso do sensor de entrada, é colocado um filtro passa-baixo no sensor de corrente para retirar frequências parasitas das medições que podem haver devido a comutação no conversor amplificador. Ao contrário do anterior é utilizado um condensador de 1 nF, porque se verificou que o atraso na resposta, com um filtro semelhante ao anterior, era maior no caso da montagem diferença, obrigando ao aumento da banda do filtro passa-baixo.

Para R4 é utilizada uma resistência de 1 MΩ, sendo necessário que em R3 seja utilizada uma resistência de 20 kΩ de maneira a garantir o ganho de amplificação pretendido de 50.

Com os sensores de corrente já dimensionados é necessária fazer a recolha da tensão de entrada e de saída no conversor amplificador para o microcontrolador conseguir definir o *duty-cycle* a utilizar no PWM B1, garantindo a tensão de saída ($V_{m\text{pp}t1}$) é regulada com 9 V. Para determinar V_{in} e $V_{m\text{pp}t1}$ é utilizado um divisor de tensão com uma montagem seguidora de tensão de ganho unitário e um filtro passa-baixo (fig. 3.18).

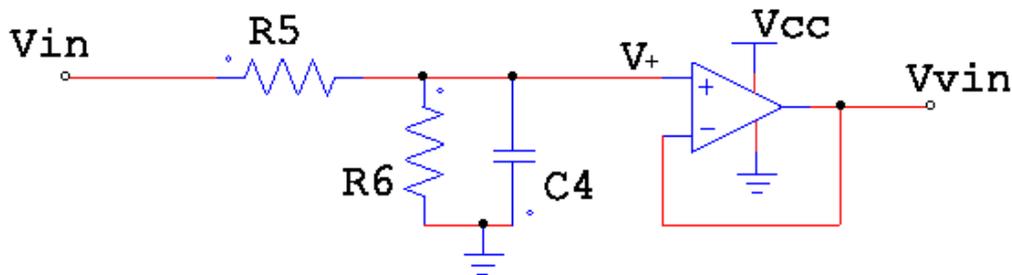


Fig. 3.18 – Montagem do sensor de tensão.

Para ambos os casos de V_{in} e $V_{m\text{pp}t1}$ foi utilizada a mesma montagem para efectuar a aquisição do nível de tensão. Como V_{in} e $V_{m\text{pp}t1}$ têm um valor máximo superior ao de tensão de alimentação do amplificador operacional (V_{cc}), é necessária a utilização de um divisor resistivo entre a potencial pretendido e a referência de massa, utilizando resistências de alta impedância de modo a diminuir as perdas no sensor de tensão. Foi determinado que o valor máximo a ser lido é 10 V, que corresponde à saída do sensor de 2,5 V estabelecendo a relação entre R5 e R6 através das equação (13), (14) e (15).

$$V_+ = \frac{R_6}{R_6 + R_5} V_{in} \quad (13)$$

$$R_6 = \frac{V_+ R_5}{(V_{in} - V_+)} \quad (14)$$

$$\frac{V_{in}}{V_+} = 1 \quad (15)$$

Utilizou-se para R5 uma resistência de 1 MΩ, determinando que o valor de R6 é 333 kΩ, por forma a garantir a relação pretendida entre V_{in} e V_{vin} . Da mesma maneira que aos sensores de corrente foi deixada uma margem entre o valor mais elevado pretendido no sensor e o valor máximo absoluto que pode ser aplicado nos terminais, equação (16).

$$V_{in\ max} = \frac{R_6 + R_5}{R_6} V_{cc} = \frac{333k + 1M}{333k} * 3,3\ V = 13,2\ V \quad (16)$$

Na montagem é colocado um filtro de passa-baixo, à semelhança dos sensores de corrente, de maneira a só obter na aquisição da tensão contínua os sinais a medir, retirando todo o ruído provocado pela comutação do conversor. O filtro utiliza um condensador C4 de 10 nF que garante uma frequência de corte de 16 Hz, equação (9).

Os amplificadores operacionais dos sensores de corrente e tensão são alimentados por V_{cc} obtida pelo conversor do bloco do microcontrolador (secção 3.2.5 mais a frente), garantindo que a tensão de saída dos sensores não têm uma tensão superior à da alimentação do multiplexer analógico ou do alcance do conversor analógico digital ("ADC") do microcontrolador.

Em todas as montagens foi utilizado o circuito integrado MCP6004 da Microchip porque o este modelo contém quatro amplificadores operacionais no mesmo circuito integrado, tem um consumo baixo e uma banda alta de frequências de funcionamento até 1 MHz.

3.2.3 Área 2 – Bateria e Carregador de Bateria e Bus regulado

A área 2, representada por blocos na secção 3.1.2 (fig. 3.3), faz a ligação da energia recolhida e tratada pelo bloco de entrada e define quando deve ser armazenada e/ou utilizada para alimentação imediata. O bus está conectado ao carregador de bateria, ao conversor de alimentação do bloco do microcontrolador e a montagem de multiplexer analógico, onde é definido se as alimentações globais do nanosat são efectuadas pela energia recolhida pelos painéis solares ou pela armazenada na bateria (fig.3.19).

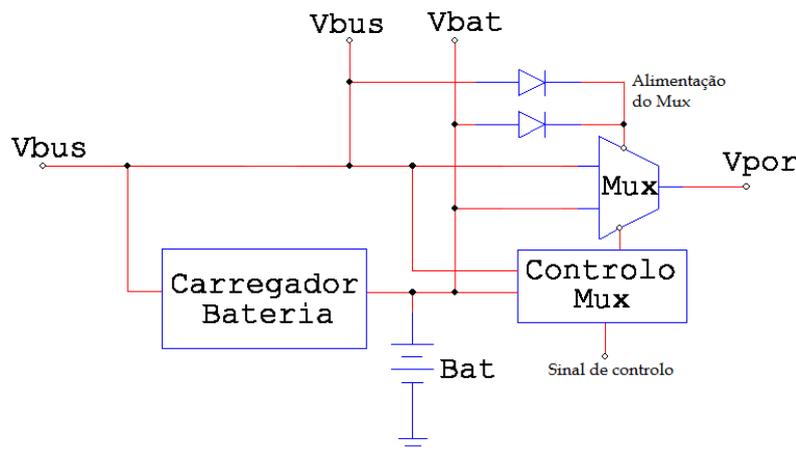


Fig. 3.19 – Circuito global da área 2.

Nesta secção são analisados as escolhas efectuadas e os requisitos estabelecidos pela arquitectura pretendida na EPS.

3.2.3.1 – Bateria

A escolha das células da bateria é um ponto determinante na EPS, tendo de garantir o máximo de capacidade possível, não excedendo as dimensões máximas disponíveis para o bloco da EPS no nanosat (fig. 3.7 na secção 3.2). A opção escolhida recaiu nas células de ião lítio da VARTA (fig. 3.20), uma vez que a Universidade de Vigo já utiliza, nos Nanosats desenvolvidos, células semelhantes, o que torna mais fácil o acesso às autorizações de uso em Espaço fornecidas pela ESA.



Fig. 3.20 – Célula de ião lítio modelo LPP503562DL da VARTA.

A célula de polímeros de cristais de ião de lítio adquirida foi o modelo LPP 503562DL comercializado pela VARTA (tab.3.6).

Tab. 3.6 - Características da célula de cristais de ião de lítio da VARTA [18].

Tensão Nominal	Capacidade	Temperatura		Dimensões (máximas)	Altura	Peso
		Carga	0°C a 45°C			
3,7 V	1300 mAh	Descarga	-20°C a 60°C	35,5 mm x 62,5 mm	5,2mm	21 g

No espaço disponível é possível instalar duas células, tendo optado por montagem em série, pois garante uma tensão superior para a bateria, o que permite aumentar o rendimento do bloco das saídas reguladas.

A tensão da bateria vai variar entre 7,4 V até ao limite de descarga das células que corresponde 6 V, sendo que uma das vantagens da célula escolhida é que contém limitadores de segurança já instalados (tab. 3.7) que diminuiu o risco de danificar a células da bateria.

Tab. 3.7 - Limites máximos da célula de cristais de ião de lítio da VARTA [18].

Tensão de Carga	Corrente Max. de Carga	Tensão Corte de Descarga	Max. Corrente de Descarga
4,2 V (+/- 50 mV)	1,25 A	3,0 V	2,5 A

Na seleção do carregador da bateria é necessário estabelecer uma tensão de carregamento com 8,4 V com uma corrente constante de carregamento entre 200 mA e 1250 mA, o valor aconselhado de carregamento é 625 mA, mas na definição da corrente de carregamento é necessário ter em conta o consumo global do nanosat em relação a potência de entrada disponível.

3.2.3.2 – Carregador de Bateria

Na selecção do carregador de bateria é necessário verificar que cumpra as especificações de carregamento apresentados na secção 3.1.2, cumprindo o modo de pré-carregamento quando a

tensão de descarga é inferior à tensão de corte da bateria, tendo que ser compatível com uma bateria de duas células de ião de lítio com tensão de carregamento de 8,4 V. O objectivo de utilizar um microchip específico no carregamento da bateria, foi estabelecido devido aos casos de mal carregamento das células de ião de lítio que danificarem permanentemente a célula, sendo esse microchip usado por garantir o correcto carregamento.

Para o projecto foram consideradas duas opções, estando dependente de testes globais do satélite para definir se é necessária a utilização de um carregador de bateria com corrente de carga constante na fase de carregamento regular ou se é necessário um carregador em que é possível definir a corrente de carregamento na fase regular.

Para as duas situações é apresentada a solução para carregamento pré definido que devem utilizar o microchip BQ24005, da Texas Instruments, para carregamento de bateria de lítio com duas células. No caso de se verificar que é necessária a utilização de uma montagem que permita alterar a corrente de carga para a fase de carregamento regular, foi estudada a utilização do microchip de carregamento MCP73213, da Microchip, com uma montagem que permite alterar a resistência utilizada para seleccionar a corrente de carregamento.

BQ24005

O microchip BQ24005 foi seleccionado pois permite o carregamento de uma bateria com duas células de ião lítio, contendo já automaticamente a monitorização de segurança da bateria. Esta solução tem a vantagem de não utilizar um elemento indutivo (bobina) externo, garantindo que aplica as três fases de carregamento correctas (fig. 3.4 na secção 3.2) numa bateria de lítio, caso seja necessário.

O BQ24005 vem com um encapsulamento TSSOP de 20 portas, contendo duas portas de estado da bateria e um para monitorização da temperatura, que se torna muito importante devido às restrições de temperatura para carregamento das células de lítio (entre 0°C e 60°C). A leitura da temperatura é efectuada por um divisor resistivo na porta CR, usando a resistência R1, o paralelo de R2 e a resistência termica da bateria (“NTC”), para determinar a temperatura através da variação da relação de R3//NTC na porta THM (fig. 3.21).

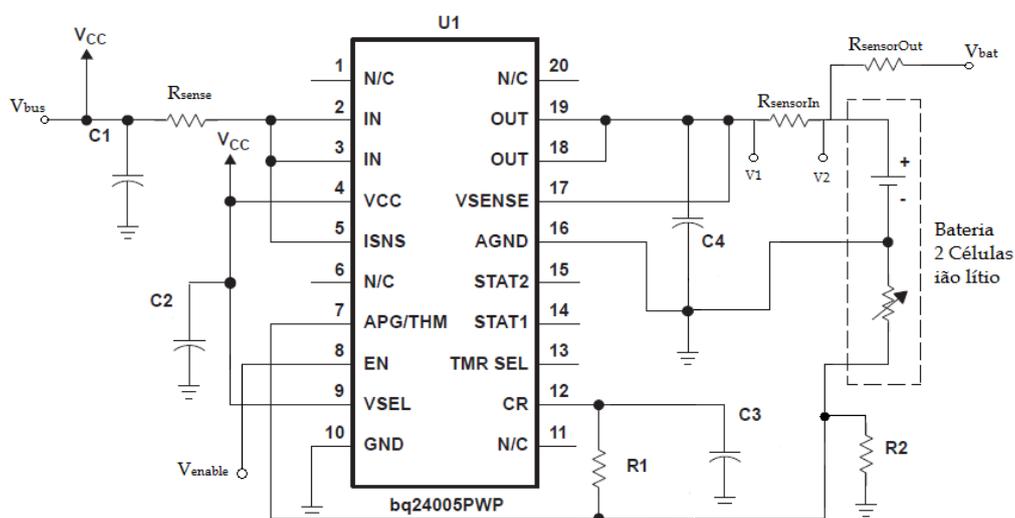


Fig. 3.21 – Esquema da montagem do carregador de bateria BQ24005.

A corrente de carregamento da bateria é determinada pela corrente de entrada, utilizando uma resistência R_{sense} entre a porta de alimentação V_{cc} e portas de entrada da tensão de carga (“IN”). A diferença de potencial na resistência determina a corrente de carga que pode variar entre 100 mA e 1,2 A, com R_{sense} a variar entre 1 Ω e 0,083 Ω , respectivamente. Devido à configuração para determinar a corrente de carregamento, não é possível modificar em voo a corrente de carregamento utilizando esta solução.

Por fim, são colocadas duas resistências de 0,05 Ω no terminal da bateria para determinar a corrente de carga e descarga e assim estabelecer a capacidade de energia armazenada em qualquer momento na bateria que se encontra ligada ao multiplexer analógico (fig. 3.19 na secção 3.2.3), utilizando V_{bat} para alimentar o circuito no caso de não haver luz solar incidente nos painéis solares. O sinal de V_{enable} permite ao microcontrolador “desligar” o carregador de bateria, baixando o consumo do EPS nas partes de eclipse onde não é possível efectuar o carregamento da bateria.

MCP73213

O microcontrolado MCP73213 da Microchip foi a solução encontrada para permitir um carregamento da bateria, onde é possível alterar a corrente de carregamento em pleno funcionamento entre valores pré-definidos, devido à possibilidade de alterar o valor da resistência que determina a corrente de carregamento sem afectar a montagem (fig. 3.22).

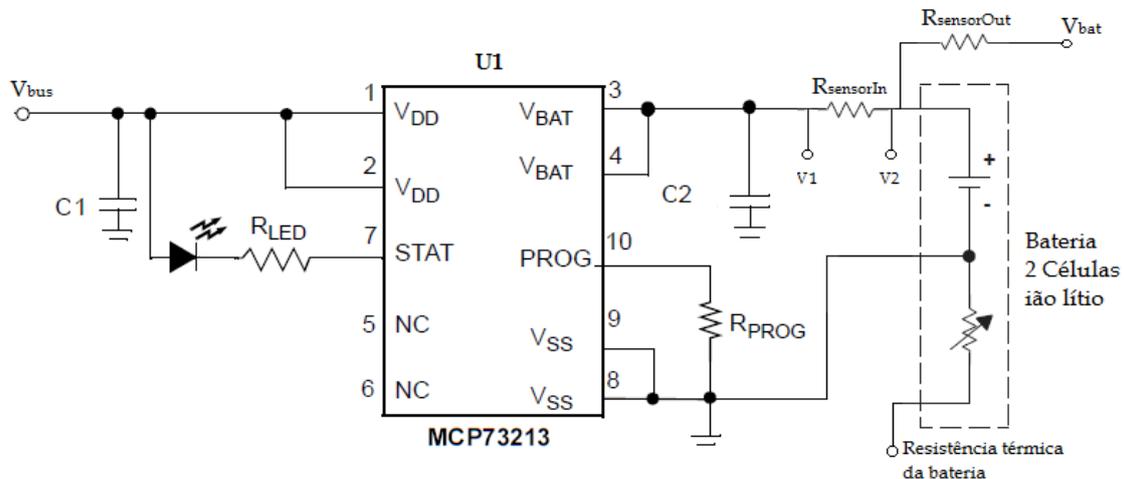


Fig. 3.22 – Montagem do carregador de bateria utilizando MCP73213.

Ao contrário de outros controladores de carregamento que utilizam uma resistência de baixa impedância na alimentação do controlador ou a entrada da bateria que permite estabelecer a corrente de carregamento, através da aquisição aos terminais e depois comparando com um valor constante interno, o MCP73213 utiliza a determinação da impedância na porta PROG de maneira a determinar a corrente pretendida de carregamento através de uma comparação interna no controlador. Com a variação da resistência colocada na porta PROG (R_{prog}) com impedância entre 1k Ω e 10k Ω , o MCP73213 faz variar a corrente de carregamento da bateria entre 1,1 A e 0,13 A, caso seja colocada

uma impedância elevada (superior a 200 k Ω) o microcontrolador entra em modo adormecido (“*Sleep mode*”), permitindo baixar o consumo quando não é necessário efectuar o carregamento da bateria.

A solução para mudar o valor da resistência R_{prog} passa por colocar várias resistências em série com os terminais ligados às portas de um multiplexer analógico (montagem 1) com número de resistências depende de quantos níveis de carregamento sejam necessários implementar, ou a colocação de várias resistências em paralelo com mosfet de controlo (montagem 2) que através do microcontrolador é possível reduzir ou aumentar o valor de R_{prog} (fig 3.23).

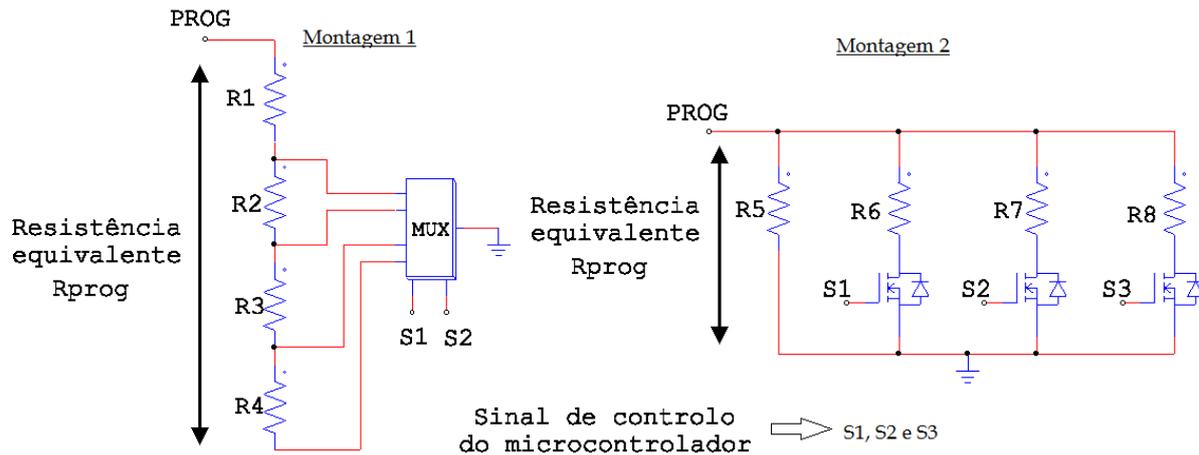


Fig. 3.23 – Montagens para variação de R_{prog} .

Ao seleccionar a utilização da porta do multiplexer pode variar o valor de R_{prog} entre $R1$, $R1+R2$, $R1+R2+R3$ ou $R1+R2+R3+R4$ no caso da montagem 1. No caso da montagem 2 o valor de R_{prog} pode variar entre $R5$, a combinação entre o paralelo de $R5$ e as resistências $R6$, $R7$ e $R8$ com valor mínimo de $R5//R6//R7//R8$. No caso da montagem 2 com quatro resistências permite oito combinações possíveis, mas obriga à utilização de três sinais de controlo.

Um dos problema das montagens de selecção de R_{prog} exemplificadas é que obrigam à utilização de vários sinais de controlo por parte do microcontrolador, devido à necessidade de selecção da configuração da resistência. O outro problema existente como microcontrolador MCP73213 é não efectuar a monitorização da temperatura da bateria, obrigando o microcontrolador a efectuar a medida directamente da bateria, de maneira a garantir que não é efectuada nenhuma operação fora das temperaturas seguras de funcionamento. O MCP73213 contém, à semelhança do BQ24005, uma porta de estado que permite ao carregador “informar” o estado em que se encontra o carregamento ou em caso de falha.

Semelhante à montagem do BQ24005, é efectuada a alimentação através de V_{bus} e retirada a carga da bateria através de V_{bat} para o Multiplexer que alimenta os conversores de saída. A corrente de carga e descarga da bateria é efectuada nas resistências $R_{sensorIn}$ e $R_{sensorOut}$ à semelhança da montagem do BQ24005.

Ambos os microcontroladores contêm medidas automáticas de segurança para tempos de carregamento máximos, que obrigam o carregador a entrar em modo adormecido (“*sleep mode*”) no caso de ser ultrapassado do tempo máximo carregamento da fase regular ou caso seja diagnosticada falha na bateria.

O circuito de carregamento utilizando o MCP73213 encontra-se ainda em preparação para fase de testes devido ao pedido de amostras efectuado ainda não ter sido entregue.

Sensores de corrente e Tensão

Em ambas as soluções apresentadas foram colocados dois sensores de corrente e um sensor de tensão, de maneira a ser possível monitorizar, por parte do microcontrolador, o estado da bateria. O primeiro sensor de corrente é colocado entre o carregador de bateria e polo positivo da desta, utilizando a resistência R_{sensorIn} com $0,05 \Omega$ para determinar a corrente de carregamento da bateria. O segundo sensor é colocado na resistência $R_{\text{sensorOut}}$, de valor igual, entre o polo positivo e V_{bat} , de forma a determinar a corrente de saída da bateria (fig. 3.24 montagem 1). Era possível utilizar somente uma resistência no polo positivo da bateria (fig. 3.24 montagem 2) para determinar a corrente a ser carregada ou descarregada da bateria, mas obrigava à aquisição diferencial nos terminais da resistência R_{sensor} com tensões positivas ou negativas que depende do sentido da corrente. Com a implementação do método da montagem 2 não era possível utilizar um semelhante ao utilizados anteriormente, ou era necessário a implementação de inversores aumentando a complexidade do circuito.

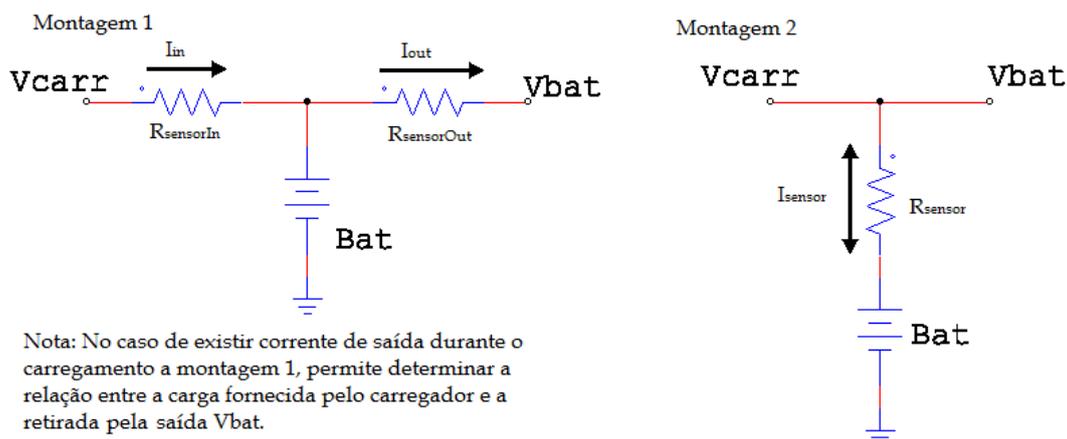


Fig. 3.24 – Montagem das resistências dos sensores de corrente.

Através da monitorização da corrente de entrada e saída da bateria é possível estimar a carga disponível e efectuar uma gestão mais eficiente dos recursos energéticos disponíveis. Para efectuar a aquisição dos sensores de corrente é utilizada uma montagem diferença semelhante à do bloco de entrada (fig 3.19 secção 3.2.2.1) com a diferença dos limites de leitura, tendo sido determinado para corrente máxima no sensorIn 1,5 A, estabelecida pelos limites do carregador de bateria e para o sensorOut é 2 A que é o limite de descarga das células de ião lítio seleccionadas. Com a alteração dos limites é recalculada a relação entre R3 e R4, utilizando as equações (10), (11) e (12) de maneira a determinar o ganho dos sensores. Para o valor R4 foi utilizada a semelhança do utilizado anteriormente 1 M Ω para que os sensores tenham uma impedância alta de entrada, sendo calculado o valor de R3 pretendido. Ambas as montagens contém um filtro passa-baixo para eliminar ruído existente nos sinais adquiridos, com os valores das resistências e condensadores a utilizar é na Tab. 3.8.

Tab. 3.8 – Características do sensores de corrente na bateria.

Sensor	R3	R4	C2	C3	Ganho da montagem	Máximo absoluto de leitura
sensorIn	30 kΩ	1 MΩ	1 nF	1 nF	33,3	1,98 A
sensorOut	40 kΩ	1 MΩ	1 nF	1 nF	25	2,64 A

No caso do sensor de tensão é colocado no V2 e utiliza uma montagem igual à usada na secção 3.2.2.1 (fig. 3.20) que emprega um divisor resistivo com uma montagem seguidora. Como o valor máximo definido de V2 é 10 V, semelhante ao sensor de tensão anterior. Os valores das resistências a utilizar são iguais a R5 com 1 MΩ e R6 com 333 kΩ. Tal como o anterior sensor em V2 contém um filtro passa-baixo com C4 a utilizar um condensador de 10 nF.

3.2.3.3 – Bus e Multiplexer de saída

O bus referenciado na área 2 é basicamente uma linha de alimentação utilizada para conectar o bloco de entrada a partes específicas do sistema, tendo por norma uma tensão pré estabelecida, por regra, nos 9 V. O valor do bus foi escolhido tendo em conta a alimentação do carregador de bateria que estabelece os limites mínimos e máximos, durante a fase de funcionamento normal, tendo que garantir que a tensão se encontra entre 8,5 V e 10 V. O bus contém dois sensores de corrente para monitorizar o consumo de entrada e saída, um sensor de tensão e um rectificador de tensão para garantir que não é colocado na saída um valor superior a 11 V, que pode provocar dano no carregador de bateria e no conversor boost de 12 V (secção 3.2.4 mais a frente).

O bus tem a entrada Vbus que encontra conectada a alimentação do carregador de bateria, a entrada de seleção da montagem de multiplexer analógico e pode ser utilizado para alimentação do multiplexer e o conversor de alimentação da área 4 (microcontrolador e sensores), caso a tensão no Vbus seja superior à dos terminais da bateria (fig. 3.25).

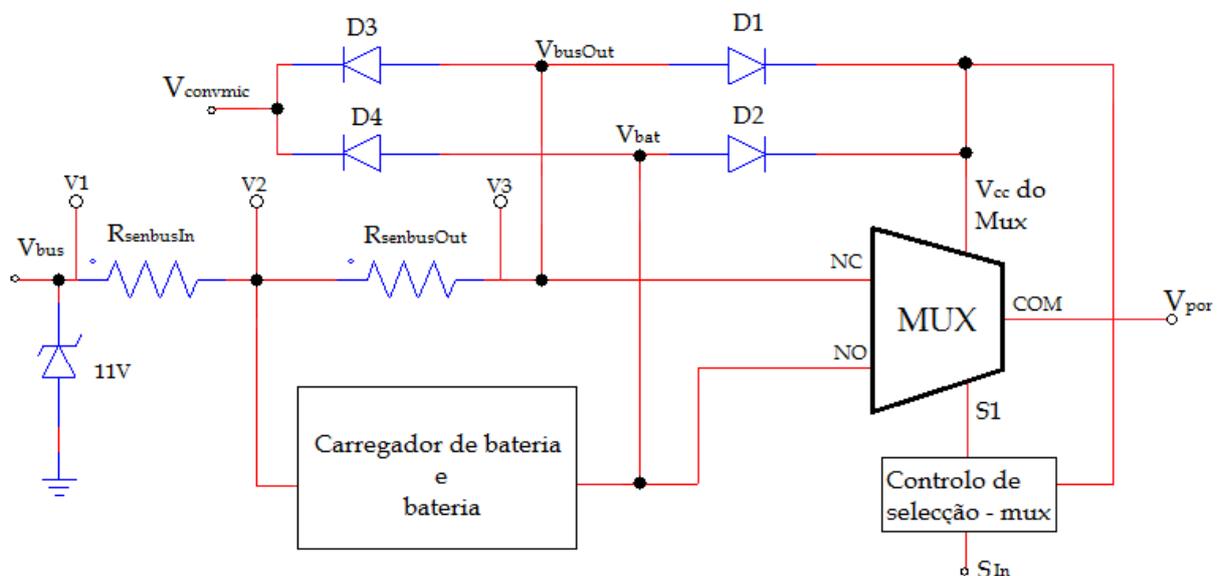


Fig. 3.25 – Circuito eléctrico do bus regulado.

Obtouse por dividir a alimentação do multiplexer da tensão de alimentação para o conversor do microcontrolador ($V_{convmic}$) na área 4 para evitar influência do conversor na alimentação do multiplexer, que é o ponto crítico do EPS porque é o ponto onde são conectadas todas as alimentações dos conversores de saída regulados que alimentam todo o nanosat.

Sensores de Corrente e Tensão

O bus de alimentação contém dois sensores de corrente que utilizam as resistências $R_{senbusIn}$, com $0,05 \Omega$, para determinar a corrente que é fornecida pelos três MPPT na área 1 (ver secção 3.2.2) e $R_{senbusOut}$, com $0,05 \Omega$, para determinar quanto é consumido pelo carregamento da bateria através da diferença entre os dois valores colectados. Através da leitura dos valores de $R_{senbusOut}$ é possível determinar o valor disponível para utilizar na alimentação do ISTnanosat.

Para efectuar a leitura da corrente é efectuado, como nas secções anteriores, uma montagem diferença (fig. 3.19 secção 3.2.2.1) entre os pontos V1 e V2 para o sensor $R_{senbusIn}$ e entre os pontos V2 e V3 para o sensor $R_{senbusOut}$, onde é estabelecido que o valor máximo de diferença de tensão a ser lido corresponde a 1,75 V para ambos os sensores de corrente, tendo de corresponder a 2,5 V na saída do sensor de maneira a estabelecer o valor do Ganho pretendido para o sensor. O valor de R3 é calculado pelas equações (10), (11) e (12), considerando que R4 corresponde a $1 M\Omega$ de forma a garantir uma impedância de entrada elevada no sensor para obter o mínimo de perdas.

Tab. 3.9 – Dimensionamento dos sensores de corrente do bus.

Sensor	R3	R4	C2	C3	Ganho de tensão da montagem	Máximo absoluto de leitura
senbusIn e senbusOut	35 k Ω	1 M Ω	1 nF	1 nF	28,5	2,31 A

Para o filtro passa-baixo dos sensores foram utilizados os mesmos valores nos condensadores pelas mesmas razões indicadas anteriormente, com o objectivo de eliminar qualquer ruído existente nos sinais adquiridos.

Para leitura da tensão no bus é efectuada uma montagem igual à da fig. 3.20 da secção 3.2.2.1, que contém um divisor resistivo e uma montagem seguidora de tensão com um filtro passa-baixo à entrada. Para o sensor de tensão é pretendida a leitura no ponto V2 da diferença de potencial em relação à referência da massa, utilizando R5 e R6 com o maior valor possível de impedância para minimizar perdas energética no sensor de tensão. O valor máximo em funcionamento normal considerado à entrada do sensor é 10 V, que corresponde a uma saída do sensor de 2,5 V, estabelecendo assim o ganho divisor resistivo e o valor de R6 a utilizar pela equação (13), (14), (15) e (16), considerando que R5 é $1 M\Omega$ e o máximo valor absoluto a ler pelo sensor (Tab. 10).

Tab. 3.10 – Dimensionamento do sensor de tensão no bus.

Sensor	R5	R6	C4	Ganho de tensão da montagem	Máximo absoluto de leitura
sensorV2	1 MΩ	333 kΩ	1 nF	0,25	13,2 V

O valor de C4 utilizado no filtro passa-baixo é igual ao utilizado anteriormente no sensor de tensão da secção 3.2.2.1, pelas razões anteriormente apresentadas.

Multiplexer e Controlo de selecção de saída

Para determinar se o bloco de conversores de alimentação regulados são alimentados pelo bus regulado ou pela bateria, é necessário efectuar a selecção por parte do microcontrolador ou conter um caminho pré seleccionado, no caso do microcontrolador não estar activo. Inicialmente o plano era utilizar um multiplexer integrado para efectuar a selecção da alimentação, mas, devido aos limites absolutos de corrente da alimentação fornecido pela bateria ou pelo bus, é demasiado elevado para as soluções de multiplexers existentes no mercado, sendo efectuada a montagem de interruptores SPST utilizando MOSFET que permite seleccionar, por parte microcontrolador, qual a alimentação a utilizar (fig. 3.26).

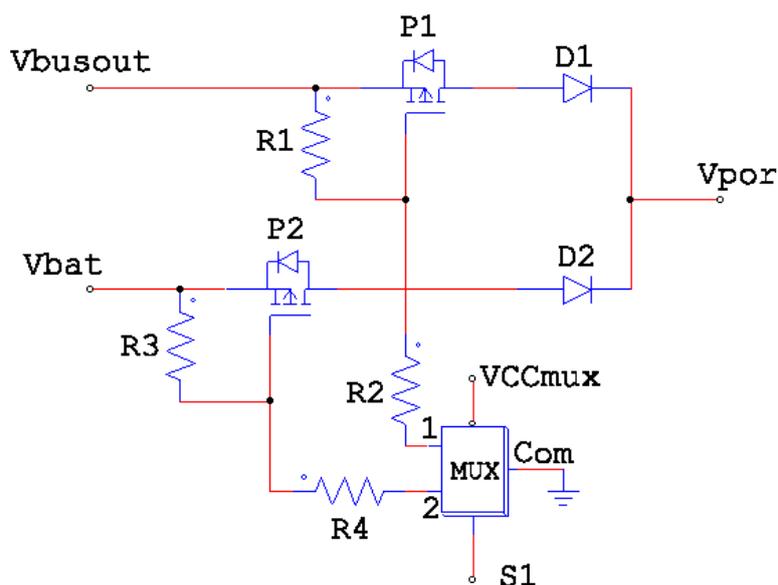


Fig. 3.26 – Montagem do multiplexer de selecção da alimentação da área 3.

O multiplexer é o modelo SPDT analógico bidirecional TS12A12511 da Texas Instruments, utilizado um único selector (“S1”) para determinar uma das portas 1 ou 2 se encontra conectada a porta COM. O multiplexer entra em funcionamento no momento que existe energia fornecida pela bateria ou pelo bus e contém o canal 1 pré seleccionado em caso do microcontrolador encontrar desactivado. Com a porta 1 conectada a porta Com é forçado a massa na porta do mosfet P1 colocando em condução permitindo colocar V_{busout} na alimentação dos conversores regulados de saída. Quando o microcontrolador da EPS troca o sinal S1 para “1” o multiplexer troca a porta conectada a Com para 2 colocando o mosfet P2 a conduzir.

3.2.4 Área 3 – Bloco conversores de Alimentações Reguladas

Um dos requisitos base do projecto foi delinear três saídas reguladas para alimentação global do ISTnanosat-1 com 3,3 V, 5 V e 12 V. Outro dos requisitos foi garantir que existe forma de garantir uma alimentação alternativa para gerar os 3,3V e 5 V, em caso de avaria de um ou dos dois conversores principais.

Com base nos requisitos pedidos, foi elaborada uma arquitectura que permite utilizar três conversores primários independentes para gerar os 3,3 V, 5 V e 12 V, através da alimentação fornecida pela bateria ou pelo bus regulado. E para garantir, em caso de avaria dos conversores primários de 3,3V ou 5V, foram colocados dois conversores, que estão dependentes do funcionamento do conversor de tensão superior de saída para gerar a saída regulada pretendida.

Como a alimentação dos três conversores primários podem variar, por norma entre os 2,5 e 10 V, é necessário utilizar um conversor amplificador-reductor para realizar as saídas de 3,3 V e 5 V, consoante a alimentação fornecida e um conversor amplificador para gerar a saída regulada de 12 V. Os conversores de recurso usam dois conversores redutores, um de 12 V para 5 V e o outro de 5 V para 3,3 V, podendo usar o conversor primário de 5 V para gerar o 3,3 V ou utilizar o conversor primário de 12 V para gerar os 5 V com o de recurso e utilizar o conversor de recurso de 3,3 V a partir desse (fig 3.27).

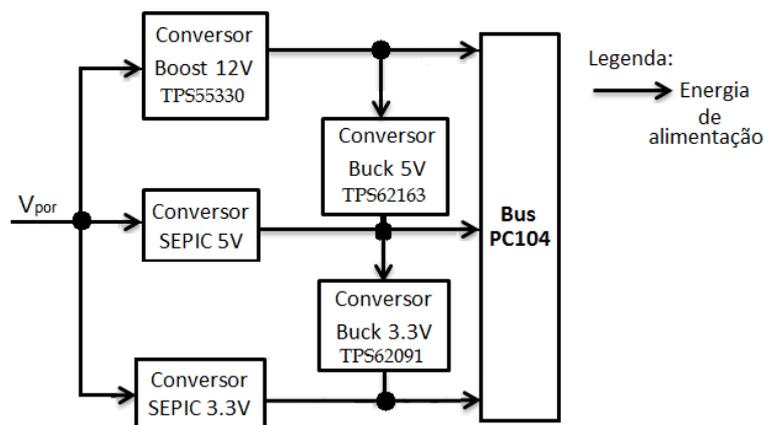


Fig. 3.27 – Organização das ligações entre os conversores de saídas reguladas.

Entre as três arquitecturas de conversor amplificador-reductor apresentadas na secção 2.3.4, foi analisada inicialmente a utilização do conversor buck-boost (fig. 2.13), mas, devido à saída do conversor se verificar com a polaridade invertida em relação à referência de massa de entrada do conversor, obriga ao uso de inversores para efectuar as saídas dos três conversores regulados a utilizarem a mesma referência como massa. A segunda solução consiste na utilização de um conversor buck-boost com quatro interruptores (fig. 2.14) que permite alternar entre as topologias de conversor reductor e conversor amplificador, consoante os sinais de controlo nos interruptores. Esta solução não foi implementada porque obrigava à utilização de quatro sinais de controlo para cada conversor amplificador-reductor, sobrando o conversor SEPIC (fig. 2.15) que através de um inductor duplo permite realizar a amplificação ou redução da tensão de saída em relação à de entrada, utilizando somente um sinal de controlo e com todos os conversores a saírem com a mesma referência de massa.

Para o conversor de 12 V é necessário efectuar a amplificação da tensão de entrada, sem ser necessário que o microcontrolador se encontre em funcionamento, de maneira a poderem ser efectuadas saídas reguladas em caso de avaria do microcontrolador. A solução a que se chegou recaiu sobre a implementação de um conversor amplificador que utiliza um regulador comutado para efectuar a saída automaticamente. Para os conversores redutores de recurso também foi utilizado um regulador comutado, devido ao facto de ser necessário o seu funcionamento mesmo em caso de avaria do microcontrolador. No caso destes três conversores, o microcontrolador só efectua a decisão de ligar ou desligar consoante for necessário para garantir que as saídas funcionam com maior rendimento.

Todos os conversores têm de conter um alcance de potência de saída que permita fornecer 4 W de potência de saída máxima, reguladores de saída e obter o maior rendimento possível no menor espaço disponível, sem conter elementos com altura superior às apresentadas na secção 3.2 (fig. 3.7) com os requisitos máximos de dimensões.

Nos pontos seguintes é feita a descrição do dimensionamento dos cinco conversores e as soluções de implementação efectuadas.

3.2.4.1 – Conversor SEPIC de 3.3 V e de 5 V.

O conversor SEPIC utiliza um indutor duplo controlado por um interruptor comutado pelo sinal PWM gerado pelo microcontrolador, sendo necessário dimensionar o indutor e o condensador de saída.

Ao analisar a montagem SEPIC, é possível determinar que em vez da colocação de dois indutores individuais é possível utilizar um indutor duplo acoplado (fig. 3.28), tendo em atenção a sua polaridade, devido ao campo magnético criado em cada indutor.

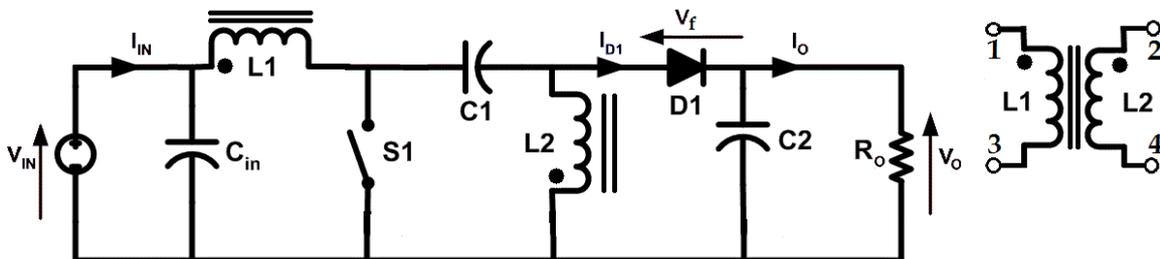


Fig. 3.28 – Esquema do conversor DC/DC com montagem SEPIC com indutor acoplado.

No caso de um conversor amplificador-redutor o interesse é manter a tensão de saída V_o com um valor constante e obter o menor número de perdas energéticas em relação à alimentação de entrada V_{IN} . Para efectuar a amplificação ou redução da tensão de entrada para a tensão de saída é controlado o *duty-cycle* do sinal de controlo, que consiste na percentagem de tempo em que o sinal de comutação do interruptor S1 está no estado activo num período de tempo. Para relacionar a tensão de entrada com a de saída é utilizada a equação (17), onde V_F corresponde as perdas no díodo D1.

$$D = \frac{V_o + V_F}{V_{IN} + V_o + V_F} \quad (17)$$

É calculada a variação que é pretendida no *duty-cycle* do sinal de controlo PWM usado no interruptor S1 com a variação de V_{IN} (min = 2,7 V; max = 9 V), mantendo as tensões nominais de saída pretendidas em $V_O = 3,3$ V e 5 V (fig. 3.29).

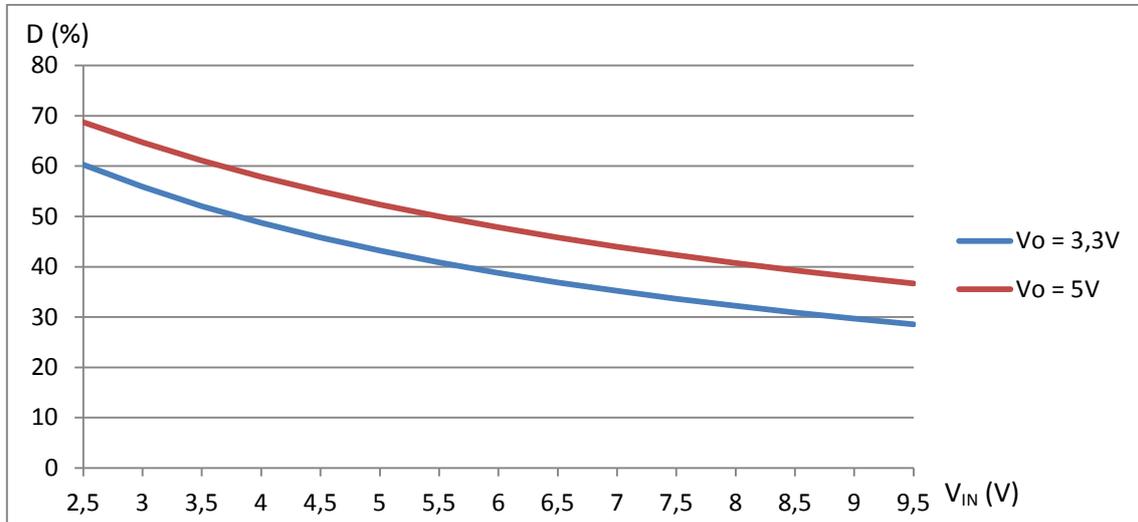


Fig. 3.29 – Variação do *duty-cycle* do PWM em relação a tensão de alimentação V_{IN} .

Como a relação entre a tensão de entrada e a de saída afectam o *duty-cycle*, é calculada pela equação (18) a corrente que é necessária fornecer ao conversor para efectuar o funcionamento correcto.

$$\frac{D}{1-D} = \frac{V_O + V_F}{V_{IN}} = \frac{I_{IN}}{I_O} \quad (18)$$

Para dimensionar o indutor a utilizar é calculada a corrente máxima de entrada que é fornecida ao conversor para garantir que o sinal de saída V_O contém a potência máxima que é exigida às alimentações controladas do EPS. A potência máxima que cada saída deve aguentar é 4 W, podendo observar-se na fig. 3.30 a variação da corrente de entrada com a variação da tensão de entrada V_{IN} .

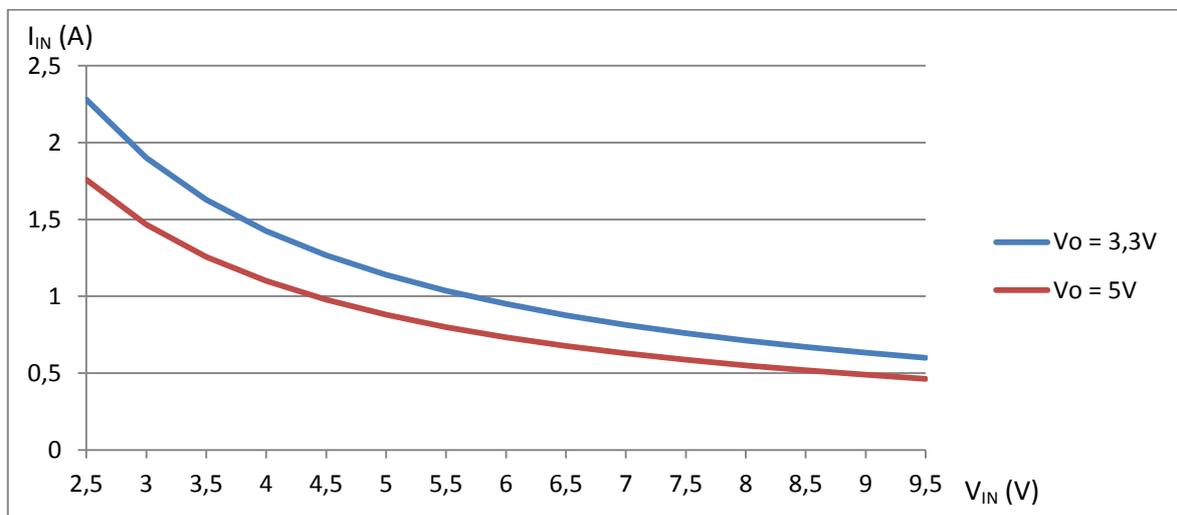


Fig. 3.30 – Variação da corrente I_{IN} em relação com V_{IN} para o caso de maior potência de saída.

Com a corrente máxima de entrada determinada (I_{in}') é calculado o indutor a usar, utilizando as equações (19) e (20) tendo em conta o rendimento pretendido (η) e a frequência (f_{sw}) a utilizar no interruptor.

$$\Delta I_L = 30\% * \frac{I_{in}'}{\eta} \quad (19)$$

$$L1_{min} = L2_{min} = \frac{V_{INmin} * D_{max}}{\Delta I_L * f_{sw}} \quad (20)$$

Por fim é calculado o valor dos condensadores C1 e C2, com C1 a ser um condensador de acoplamento que tem de aguentar com corrente superior em relação a C2 (equação (21)) e uma tensão pico-pico que pretende minimizar (equação (22)), enquanto o valor de C2 é que o determina a tensão de pico a pico (ΔV_{RPL}) máxima pretendida na saída V_O . O valor de C2 é calculado pela equação (23).

$$I_{C1} = I_{in}' * \sqrt{\frac{1-D_{max}}{D_{max}}} \quad (21)$$

$$\Delta V_{C1} = \frac{I_o * D_{max}}{C1 * f_{sw}} \quad (22)$$

$$C_2 \geq \frac{I_o * D_{max}}{\Delta V_{RPL} * f_{sw}} \quad (23)$$

Os requisitos exigidos para cada um dos conversores são exibidos na tabela 3.11.

Tab. 3.11 – Requisitos teóricos de projecção dos conversores SEPIC.

V_O	I_o max.	F_{sw} max.	Rendimento min η	I_{in}'	ΔV_{RPL}
3,3 V	1,5 A	100 kHz	90%	2,11 A	0,25 V
5 V	0,8 A	100 kHz	90%	1,63 A	0,4 V

Com os requisitos apresentados conclui-se que o indutor acoplado para 3,3V tem de ter no mínimo 23,1 μH e para o conversor de 5 V é utilizado no mínimo um indutor de 34,8 μH .

Nos casos dos condensadores, foi utilizado um condensador C1 com 1 μF , de maneira a não existir um grande atraso na fase de transição do estado do interruptor. Para garantir uma tensão de pico-pico inferior a 0,25 V, para a tensão de saída do conversor de 3,3 V, é colocado um condensador de saída C2 superior 36 μF e para o conversor de 5 V um superior a 14 μF .

Na placa protótipo foi utilizado o indutor acoplado de 39 μH , inicialmente para os dois conversores SEPIC. Mas, devido à diminuição do valor de indutância da bobina com o aumento da corrente, foi necessário aumentar para 68 μH , sendo demonstrado em maior pormenor na secção 3.3. Para os condensadores C1 foi utilizado com 1 μF e para os C2 com 100 μF , de modo a reduzir os picos de tensão à saída, originando contudo um arranque lento dos conversores.

Com o circuito dimensionado, é simulada a variação do *duty-cycle* necessário para garantir as tensões nominais à saída, quando o R_O varia entre 2,5 Ω até 5000 Ω , que corresponde a uma

variação da potência de saída entre 4,35 W para 2,178 mW no conversor de 3,3 V e de 10 W para 5 mW para o conversor de 5 V (fig. 3.31).

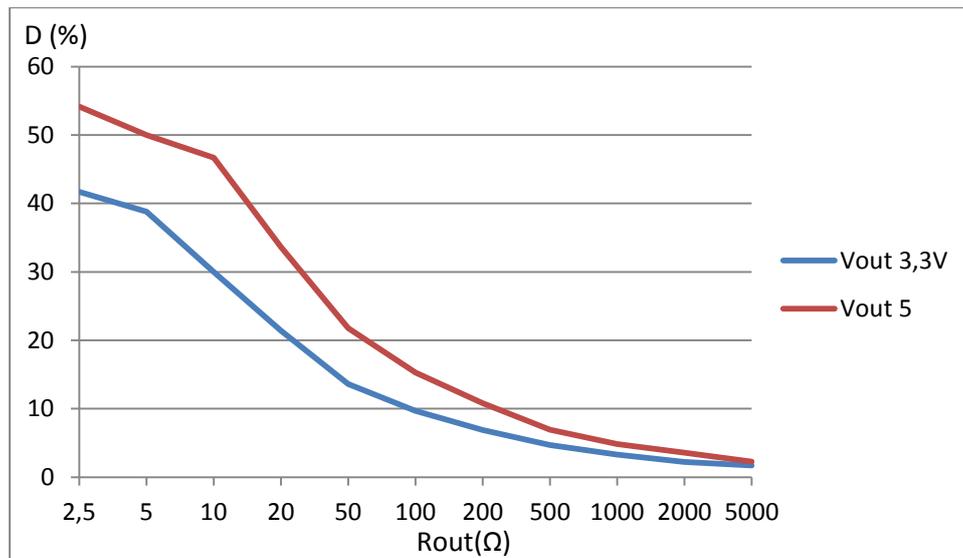


Fig. 3.31 – Variação do *duty-cycle* em função da resistência de saída (R_O).

Como era esperado, o aumento da carga à saída provoca uma queda da potência também à saída se a tensão V_O se mantiver constante, sendo necessária a descida da corrente de saída controlada pelo *duty-cycle*. O maior problema deste conversor acontece quando o consumo é baixo, pois o sinal de comutação não consegue ter resolução suficiente para efectuar o *duty-cycle* pretendido.

Por fim, foi simulado os efeitos da variação da frequência do sinal de controlo do interruptor que influencia o *duty-cycle* a utilizar, com uma carga constante R_O de 50 Ω à saída (fig. 3.32).

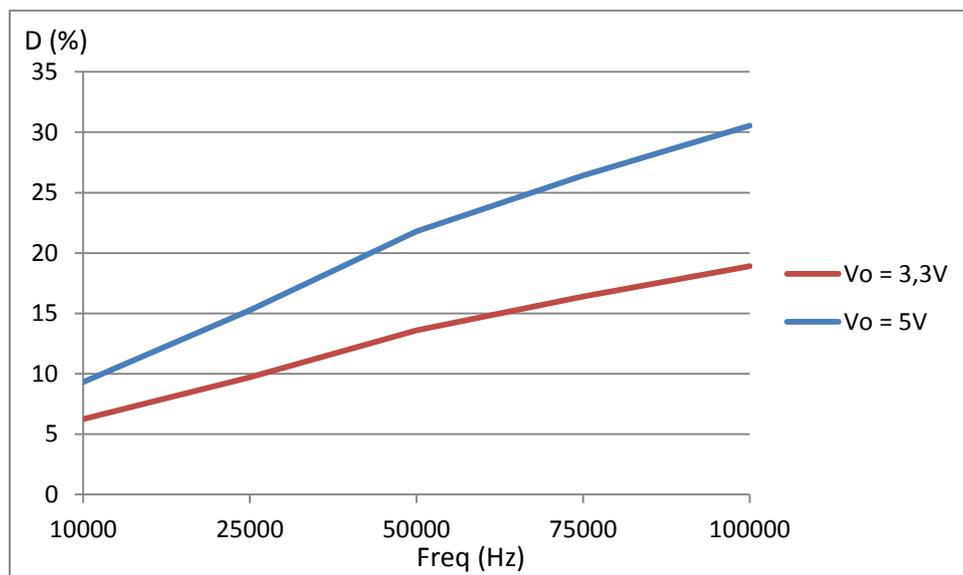


Fig. 3.32 – Variação do *duty-cycle* em função da variação da frequência do PWM.

A variação da frequência de comutação é a solução encontrada para quando a potência de saída pretendida é baixa, sendo necessário elevar a frequência de comutação do sinal de controlo de forma a modificar o *duty-cycle* necessário no conversor.

A frequência selecionada é 780 kHz de maneira a diminuir o tamanho dos condensadores de saída, não se seleccionando uma frequência mais elevada para não elevar a tensão pico-pico produzida na saída. O valor da bobina a utilizar é efectuado pelas equações (26) e (27), que estimam a corrente de entrada I_{in} utilizando o rendimento estimado (85%) para o pior caso, onde V_{por} é mínimo e a potência de saída é máxima.

$$I_{inmax} = \frac{V_{12V} * I_{out}}{\eta_{ext} * V_{pormin}} = 1,88 \text{ A} \quad (26)$$

$$L \geq \frac{V_{12V} + V_D}{4 * I_{inmax} * K_{ind} * f_{sw}} = 6,9 \text{ } \mu\text{H} \quad (27)$$

Kind é o coeficiente que representa a variação pico-pico da corrente no indutor L1 quando a corrente de entrada é máxima, podendo variar entre 0,2 e 0,4 (foi utilizado 0.3 para desenvolvimento). A tensão VD traduz-se na queda provocada pelo díodo D1. Através dos cálculos teóricos é determinado que o indutor L1 tem de ter um valor superior a 6,9 μH , optando por utilizar um indutor de 10 μH .

O condensador de saída C_{out} é dimensionado através do *duty-cycle* máximo utilizado pelo conversor, que corresponde para a menor tensão de entrada e maior potência de saída (equação (28)).

$$D_{max} = \frac{V_{12V} + V_D - V_{por}}{V_{12V} + V_D} = 0,754 \quad (28)$$

Com uma tensão pico-pico à saída do conversor inferior a 0.1 V é necessário colocar um condensador C_{out} superior a 3,86 μF , calculado através da equação (29).

$$C_{out} \geq \frac{D_{max} * I_{out}}{V_{p-p} * f_{sw}} = 3,86 \text{ } \mu\text{F} \quad (29)$$

Os componentes R_{comp} , C_{comp} e C_{comp2} são utilizados no porta COMP que utiliza um filtro que permite amplificar o erro interno na resposta transiente e aumentar a estabilidade do conversor. Foram utilizados os valores definidos pela Texas Instrument para o conversor pretendido com R_{comp} 442 Ω , C_{comp} com 270 nF e C_{comp2} 33 nF.

O condensador C_{in} e C_{inx} são utilizados para minizar as variações presentes na alimentação V_{por} , sendo recomendada a utilização mínima de um condensador de 4,7 μF . O pin SS corresponde ao controlo do soft-start que minimiza os picos de tensão e corrente no início de funcionamento do conversor. O valor recomendado pelo fabricante para o condensador C_{ss} é próximo dos 50 nF.

Com a montagem escolhida é obtido o rendimento esperado para o conversor, tendo em conta a alimentação fornecida e a tensão pico-pico (“ V_{p-p} ”) presente em V_{12V} através do simulador da Texas Instrument (fig. 3.34).

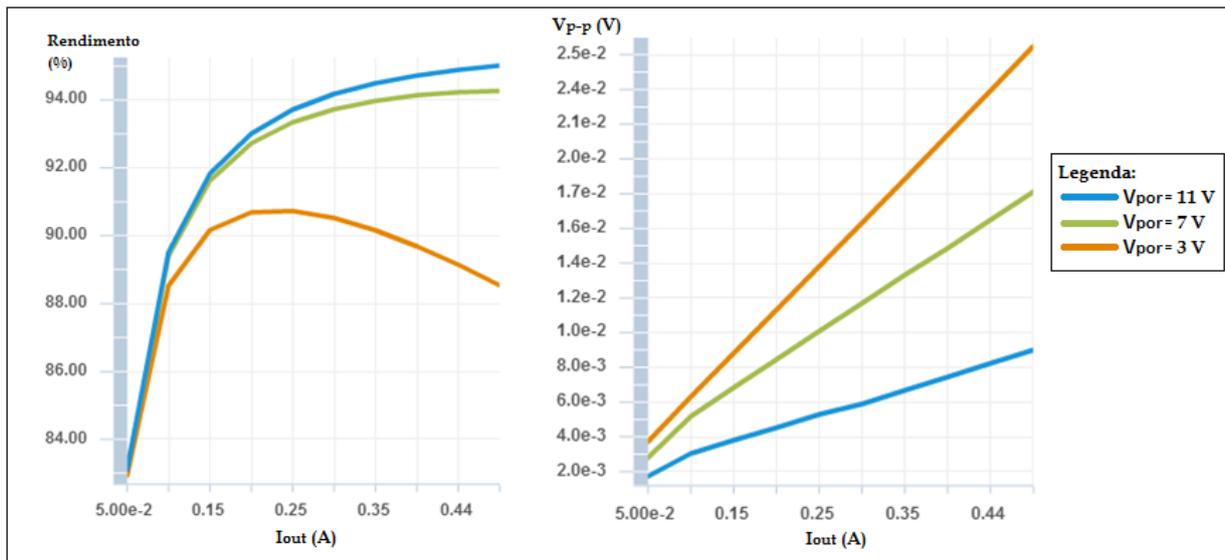


Fig. 3.34 – Rendimento e tensão pico-pico teóricos do conversor TPS55330.

O controlo de ligação do conversor TPS55330 é efectuado na porta Enable (“EN”) através de uma tensão lógica superior a 1,2 V até V_{por} , sendo realizada uma montagem pull-up no pin de modo ao conversor se encontrar activo mesmo quando o microcontrolador não se encontre em funcionamento (fig. 3.35). Quando for necessário desligar o conversor amplificador de 12 V, o microcontrolador tem de colocar o pin EN a zero lógico (inferior a 0,4 V em relação à massa).

Foi utilizada uma resistência R1 para limitar a corrente consumida pela porta EN e um mosfet onde o controlo é efectuado pelo microcontrolador. Na porta do mosfet é colocada uma resistência R2 de pull-down para garantir que, quando o microcontrolador encontra “desligado”, a porta de Enable do conversor TPS55330 é alimentada com a tensão V_{por} .

Quando o microcontrolador activa a tensão EN12V a nível lógico “1” é formado o canal do mosfet e a tensão na porta EN é colocada a 0 V, desligando o TPS55330.

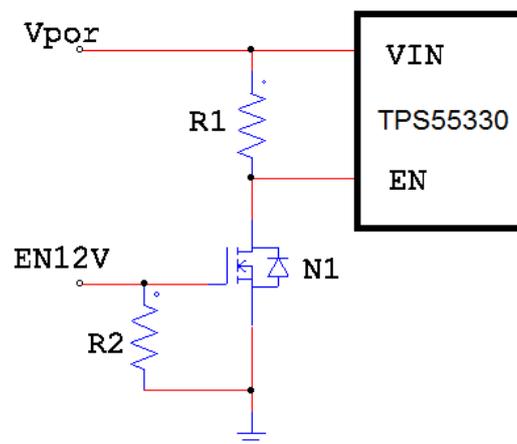


Fig. 3.35 – Montagem pull-up de controlo do conversor TPS55330.

3.2.4.4 – Conversor redutor para 5 V e para 3.3 V

Devido ao facto de ser necessário ter soluções de recurso para as duas saídas de alimentação principais do nanosat de 3,3 V e 5 V, estas duas saídas são utilizadas para alimentar regularmente todos os subsistemas do nanosat, com a saída controlada de 12 V só a ser utilizada para casos específicos ou por necessidade de um módulo científico que pode ser colocado no nanosat.

Dada a importância das alimentações de 3,3 V e 5 V foram colocados dois conversores redutores comutados controlados por um microchip cada um. O objectivo dos dois conversores é tornar possível o gerar das alimentações de 3,3 V e 5 V, caso o microcontrolador não funcione, ou utilizar só um para recuperar a alimentação de 3,3 V ou 5 V, em caso de avaria de um dos conversores SEPIC referidos anteriormente. Quanto à instalação dos conversores redutores importa referir que foi colocado um à saída de alimentação de 12 V que permite converter de 12 V para 5 V utilizando o microchip TPS62163 da Texas Instruments e o outro conversor redutor colocado na saída de alimentação de 5 V usando o TPS62091, também da Texas Instruments, de 5 V para 3,3 V, conforme indicado na figura 3.36.

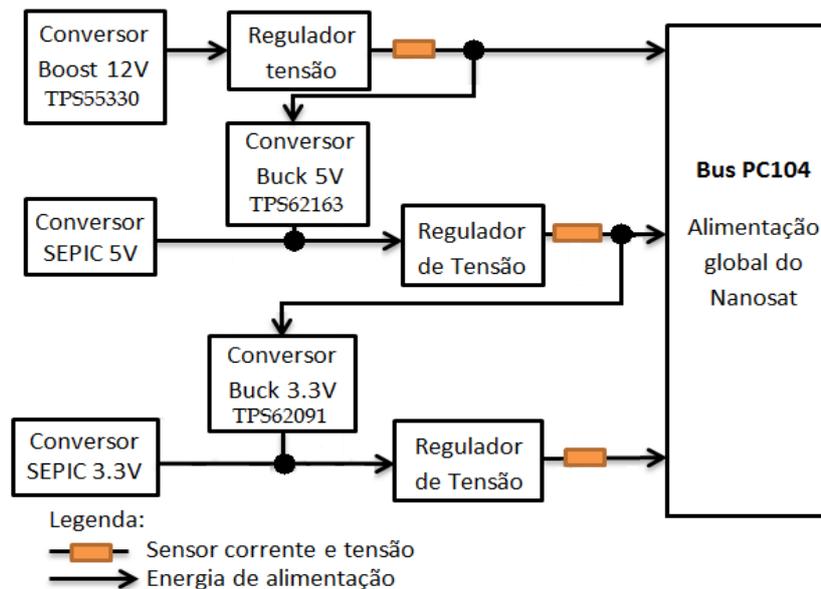


Fig. 3.36 – Esquema de montagem dos conversores de alimentações globais.

As razões pelas quais só se utilizam conversores da Texas Instruments são as da facilidade de acesso a amostras e por oferecerem nos três casos soluções que permitem montar num espaço físico muito reduzido, garantindo um rendimento elevado. Ao contrário dos dois conversores SEPIC e o conversor amplificador para 12 V, ambos os conversores redutores foram projectados para só funcionarem com uma gama de variação da alimentação de entrada reduzida, mas garantindo um funcionamento que pode sempre atingir a potência de saída de 4 W, à semelhança dos conversores SEPIC para 3,3 V e 5 V.

No caso do conversor redutor para 5 V foi projectado para utilizar uma alimentação entre 11 V e 13 V, sendo que se deve encontrar activado sempre que o microcontrolador não se encontre em funcionamento ou no caso de ser necessário a sua activação por parte do microcontrolador.

Considerando as soluções existentes no mercado foi escolhido o microchip TPS62163 utilizando a montagem da figura 3.37.

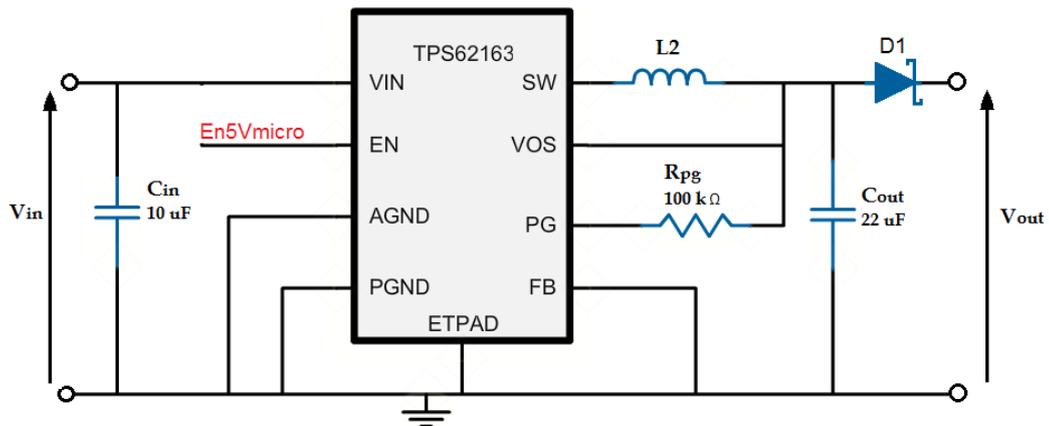


Fig. 3.37 – Montagem ideal para o conversor TPS62163.

À entrada do conversor foi colocado um condensador de 10 μF para eliminar qualquer ruído existente na alimentação do conversor. O valor do indutor L1 é 2,2 μH e o R_{pg} é 100 $\text{k}\Omega$, como indicado no datashet do conversor, pois o TPS62163 é uma variação do modelo TPS62160 que já se encontra pré-programado para efectuar a conversão de uma tensão V_{in} entre 5 V até 17 V, garantindo à saída 5 V até uma potência de 5 W. À saída é aconselhado um condensador de 22 μF , sendo colocado um diodo schottky para evitar influência na saída do conversor SEPIC para 5 V.

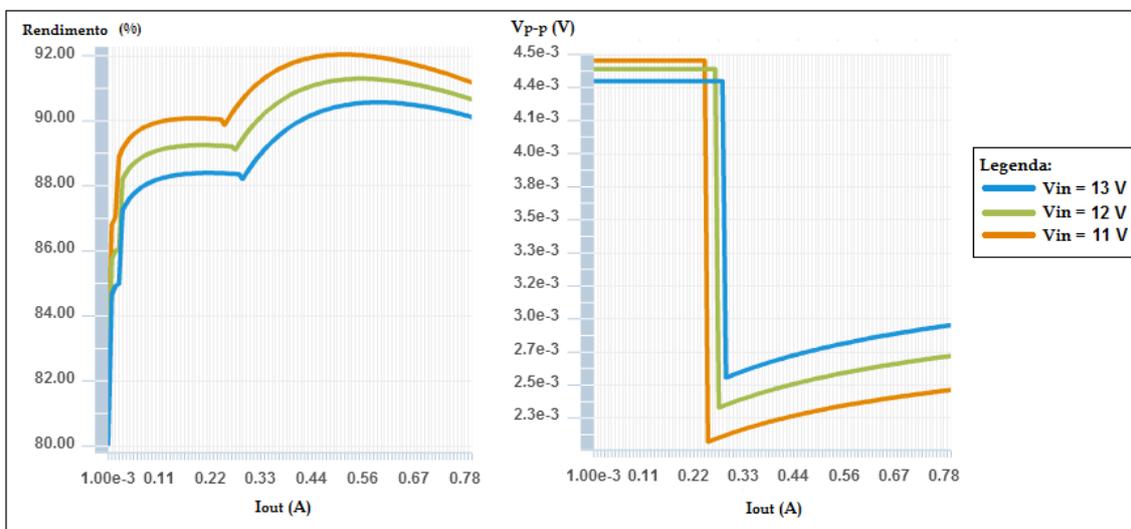


Fig. 3.38 – Resultados teóricos para o rendimento do conversor e tensão pico-pico a saída.

Devido ao conversor redutor ter de alcançar uma potência de saída até 4 W, quando a potência de saída necessária é baixa, o rendimento do conversor desce mas, mesmo no pior caso de 500 mW, o rendimento é sempre superior a 86 % e a tensão pico-pico na saída V_{out} é inferior a 50 mV. Neste caso, foi estabelecido como prioridade conseguir um conversor com menor dimensão em troca de um rendimento mais elevado, devido às restrições de tamanho da placa final.

À semelhança do conversor TPS55330, a porta EN utiliza uma montagem pull-up com controlo por parte do microcontrolador (fig. 3.35 da secção 3.2.4.3), usando a tensão de alimentação do conversor TPS62163 para efectuar o pull-up e o sinal do microcontrolador EN5V para controlar quando é activado ou desligado o conversor.

No caso do conversor de saída de 3,3 V é utilizado um conversor de redutor comutado que efectua a redução da tensão de entrada de 5 V para uma saída controlada de 3,3 V. A selecção do conversor tem como fim a utilização no caso de não ser possível usar o conversor SEPIC de 3,3 V, tendo de garantir uma potência de saída até 4 W com uma alimentação do conversor que pode variar entre 4 V até 6 V, no menor espaço possível com o melhor rendimento. O conversor redutor comutado escolhido é o modelo TPS62091 com a montagem na figura 3.39.

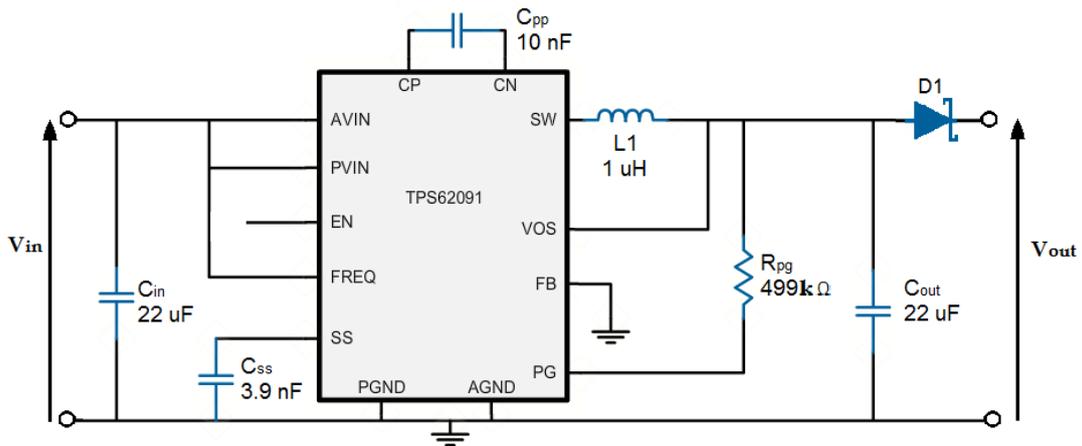


Fig. 3.39 – Montagem ideal para o conversor TPS62091.

À semelhança do conversor TPS62163, o TPS62091 é um conversor redutor de alto rendimento, específico do modelo TPS62090, sendo projectado somente para garantir uma saída de 3,3 V quando alimentado por uma tensão entre 3,7 V até 6 V. Os componentes colocados na montagem são os indicados no datashet do controlador, especificamente para a montagem deste conversor redutor. É utilizado um condensador de entrada C_{in} de 22 μF e para o controlo de arranque é utilizado um condensador C_{ss} de 3,9 nF que elimina os picos de arranque do conversor. O condensador C_{pp} de 10 nF é utilizado para carregar o sinal de controlo de comutação.

O indutor L1 é 1 μH , que tem de suportar uma corrente de saturação superior a 5 A, sendo colocada uma resistência R_{pg} de 499 k Ω e um condensador de saída de 22 μF para controlo da tensão de saída do conversor e para eliminar a tensão pico-pico.

O TPS62091 tem um rendimento elevado teórico, superior a 90%, com uma tensão de saída com uma tensão pico-pico inferior 50 mV (fig. 3.40), garantindo os resultados pretendidos na menor área possível.

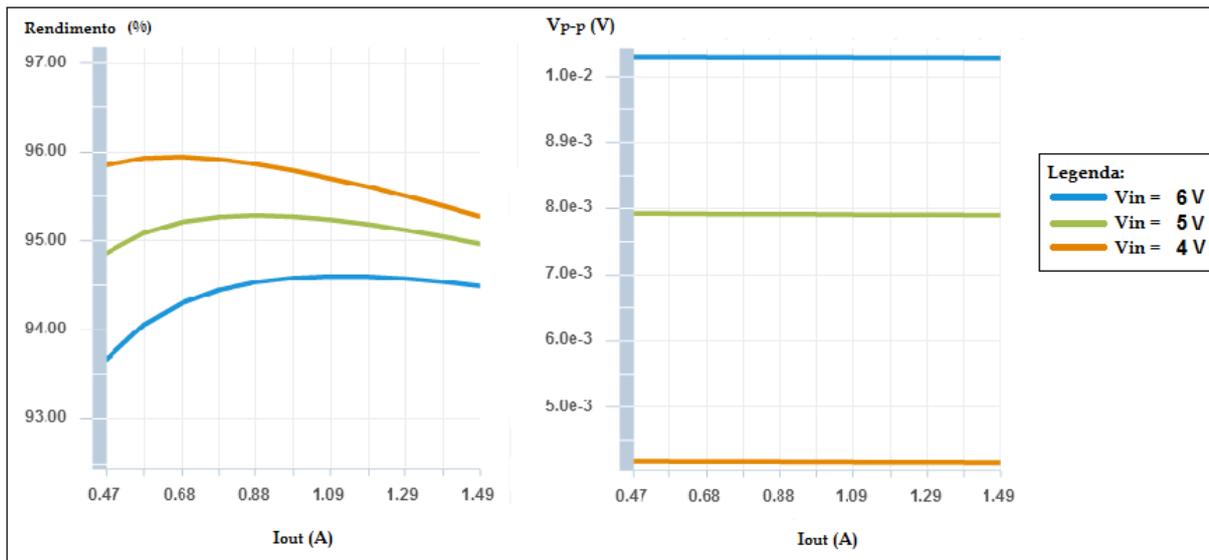


Fig. 3.40 – Resultados teóricos para o rendimento e tensão pico-pico a saída do TPS62091.

À semelhança dos dois conversores anteriores, é utilizada a montagem de pull-up (fig. 3.35 da secção 3.2.4.3) para efectuar o controlo, caso o TPS62091 se encontre em funcionamento, por parte do microcontrolador e garantir que o TPS62091 se encontra activo, no caso do microcontrolador se encontrar desligado.

3.2.4.5 – PC104, Rectificador de Tensão e Sensores de Corrente e Tensão

Como é indicado no esquema representante da área 3 (fig. 3.27 na secção 3.2.4) o objectivo principal é produzir três alimentações reguladas a 3,3 V, 5 V e 12 V para todo o nanosat, utilizando o conector PC104 para interligar a EPS com todos os subsistemas do ISTnanosat-1. O conector PC104 é utilizado em computadores utilizados em ambientes onde é necessária uma resistência elevada à vibração. O conector contém 104 pins com as dimensões indicadas na secção 3.2.

A área 3 contém quatro sensores de corrente e quatro sensores de tensão, sendo adquirida a tensão e corrente de entrada e saída na área 3 como indicado na secção 3.1.3 (fig. 3.41).

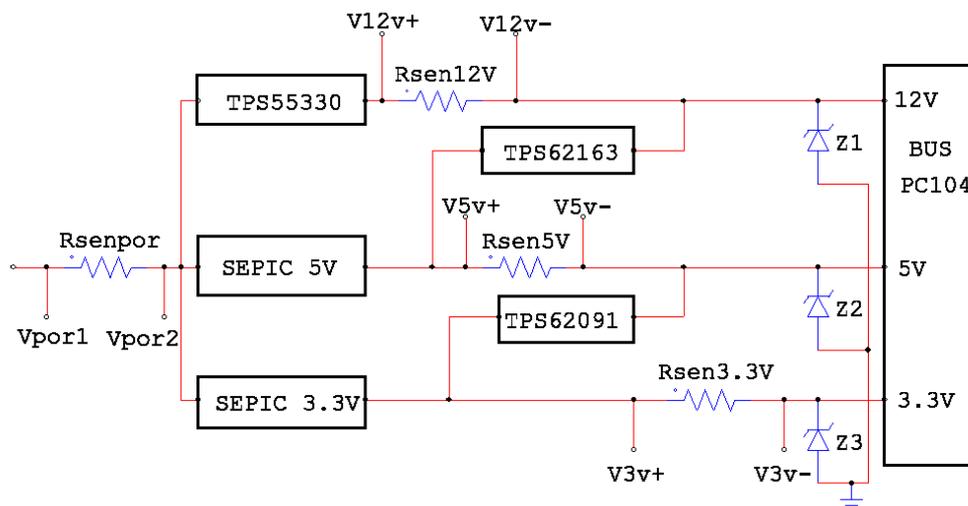


Fig. 3.41 – Esquema de montagem dos sensores de corrente e tensão na área 3.

Para efectuar a aquisição da corrente, é usada montagem diferença nas resistências R_{sen} semelhante à utilizada na secção 3.2.2.1 figura 3.17, utilizando as equações (10), (11) e (12) para dimensionar o ganho das quatro montagens para os sensores de corrente. O sensor de entrada (“senpor”) é necessário para medir a corrente fornecida aos conversores de saída, onde o valor máximo a medir pode chegar aos 2 A no caso de máxima descarga da bateria. No caso da alimentação global de 12 V, 5 V e 3,3 V, cada uma tem de conseguir chegar aos 4 W de potência, sendo estabelecido que a corrente máxima, a ser necessário adquirir, corresponde a 0,5 A para o conversor de 12 V, 1 A para o conversor de 5 V e 1,5 A para o conversor de 3,3 V.

Os valores do dimensionamento são apresentados na tabela 3.12.

Tab. 3.12 – Dimensionamento das montagens dos sensores de corrente da área 3.

Sensor	R3	R4	C2	C3	Ganho da montagem	Máximo absoluto de leitura
senpor	35 k Ω	1 M Ω	1 nF	1 nF	28,5	2,31 A
sen12V	10 k Ω	1 M Ω	1 nF	1 nF	100	0,66 A
sen5V	20 k Ω	1 M Ω	1 nF	1 nF	50	1,32 A
sen3.3V	30 k Ω	1 M Ω	1 nF	1 nF	33,3	1,98 A

Como sensor de tensão é utilizada a montagem da figura 3.18 na secção 3.2.2.1, que utiliza um divisor resistivo com uma montagem seguidora. Utilizando as equações (13), (14), (15) e (16) é dimensionado o divisor resistivo para obter a tensão de alimentação dos conversores principais (“Vpor2”) e as tensões de alimentação globais do nanosat produzidas pelos conversores de 12 V (“V12v-”), de 5 V (“V5v-”) e de 3.3 V (“V3v-”).

Na tabela 3.13 é apresentado o valor dimensionado para os quatro sensores de tensão e os limites máximos de leitura do sensor.

Tab. 3.13 – Dimensionamento das montagens dos sensores de tensão da área 3.

Sensor	R5	R6	C4	Ganho da montagem	Máximo absoluto de leitura
Senpor2	1 M Ω	333 k Ω	1 nF	0,25	13,2 V
Sen12v-	1 M Ω	250 k Ω	1 nF	0,20	16,5 V
Sen5v-	1 M Ω	1 M Ω	1 nF	0,5	6,6 V
Sen3v-	1 M Ω	1 M Ω	1 nF	0,5	6,6 V

Como rectificador da tensão de saída, foi colocado um díodo de zener à entrada da porta do bus PC104 das alimentações globais do nanosat para eliminar os picos de tensão existentes e para limitar, no caso da tensão de alimentação subir acima dos valores esperados devido a avaria ou mal funcionamentos dos sinais de controlo. Os zeners tem uma tensão de ruptura de 13 V para

alimentação de 12 V (“Z1”), de 5,6 V para a alimentação de 5 V (“Z2”) e de 3,9 V para alimentação de 3.3V (“Z3”) correspondendo os três valores aos limites máximos absolutos que cada alimentação do nanosat pode chegar.

3.2.5 Área 4 – Bloco do Microcontrolador

A área 4 representa o bloco onde é colocado o microcontrolador, os circuitos utilizados para a seleção das medidas a adquirir por parte do microcontrolador e a alimentação única utilizada por este bloco. A ideia estabelecida é usar uma fonte independente de 3,3 V para alimentar o microcontrolador e os sensores no sistema, para isolar ao máximo o bloco de controlo da EPS (fig. 3.6 na secção 3.1.4).

O conversor a utilizar tem de arrancar automaticamente a partir do momento em que se encontra com uma tensão de alimentação superior a 3.3 V, retirados directamente da bateria (“ V_{bat} ”) ou do bus regulado (“ V_{busout} ”), utilizando o que tiver maior tensão aos terminais como foi indicado na figura 3.25 da secção 3.2.3.3. O conversor foi projectado para aguentar até 0,5 A de corrente, porque não é previsto que o microcontrolador e as montagens de leitura na EPS ultrapassem um consumo máximo de 1 W. O conversor escolhido foi um modelo redutor, porque foi dada maior prioridade para o alcance máximo de 12 V do que a colocação um conversor que funciona a amplificador-redutor, não sendo possível encontrar nenhum controlador de dimensões reduzidas que tivesse um alcance de funcionamento entre os 2 V e os 12 V. O controlador escolhido foi o TPS62172 da Texas Instruments, que à semelhança dos utilizados anteriormente, é um modelo específico somente para produzir uma tensão de 3,3 V à saída até uma potência de 1.5 W.

A montagem utilizada é a indicada para este modelo, que utiliza um condensador de entrada com 10 μF e um à saída de 22 μF . O indutor utilizado é uma bobina de 2,2 μH e é utilizada uma resistência de 100 k Ω para monitorizar a tensão de saída. O diodo D1 é utilizado para não haver descargas no conversor e um regulador de tensão utilizando um diodo de zener com tensão de ruptura de 3,9 V para eliminar picos de tensão no microcontrolador, podendo ser monitorizada a corrente utilizada no bloco do microcontrolador através da resistência R_{senmic} , demonstrando assim a montagem de alimentação (fig. 3.42).

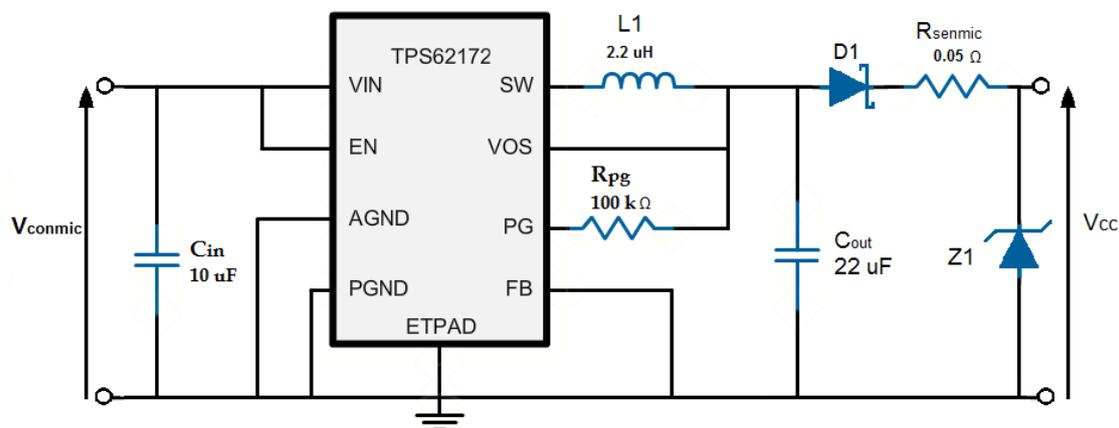


Fig. 3.42 – Montagem de alimentação independente área 4.

A tensão Vcc gerada pelo conversor TPS62172 é utilizada para alimentar o microcontrolador, dois multiplexers analógicos de 16 entradas e os amplificadores operacionais utilizados nas montagens de sensor de corrente (fig. 3.16 e 3.17) e de tensão (fig. 3.18). O modelo dos amplificadores operacionais escolhido para utilizar no EPS foi MCP6004 da Microchip, devido ao modelo 6004 contém quatro amplificadores num único encapsulamento, que torna uma vantagem em termo de espaço. O consumo do MCP6004 é baixo, aproximadamente de 100 μ A por amplificador, com estas duas características apresentadas é cumprido o requisito de diminuir ao máximo o consumo e espaço ocupado pelo bloco do microcontrolador.

Para a primeira placa de protótipo desenvolvida (seacção 3.3) foi necessário a utilização de seis MCP6004, sendo projectado que na placa final do EPS é necessário no máximo a utilização de sete MCP6004 de maneira a poder capturar um total de vinte oito pontos de medição do sistema (número máximo esperado). Todos os sinais presentes são analógicos, tornando necessário a conversão da medida para digital, para evitar utilizar conversores analógico-digital (“ADC”) externos, é utilizado o conversor interno do microcontrolador.

Com um elevado número de pontos de medição é necessário efectuar a multiplexagem para diminuir o número de portas a utilizar no microcontrolador, utilizando dois multiplexers analógicos de 16:1 modelo CD74HC4067 da Texas Instruments, conectando cada saída a uma porta do microcontrolador destinada ao conversor analógico-digital.

Para controlador do EPS foi selecionado o microcontrolador MSP430f2232 da Texas Instruments, com a selecção do modelo MSP430 ser semelhante a pretendida nos outros subsistemas exceptuando o subsistema das comunicações. A vantagem do MSP430 é ser um microcontrolador desenhado para uma utilização de baixo consumo com elevado desempenho, tendo recaído a escolha do modelo MSP430f2232 porque contém dois timers com três registos que permite a elaboração dos sinais de controlo PWM para os conversores, contém um elevado número de portas reconfiguráveis para utilização de entrada ou saída (trinta e dois “GPIO”) que são necessário para controlo no EPS, um conversor ADC de 10 bits e permite a comunicação I2C.

Os pontos apresentados são alguns dos requisitos de desempenho necessários no microcontrolador a utilizar, com a importância da escolha ter de recair no que obtiver melhor desempenho com o menor consumo e de menor dimensões. O modelo MSP430f2232 oferece a melhor solução porque permite uma frequência de funcionamento até 16 MHz, necessários para gerar vários sinais comutados PWM para utilizar nos conversores, com um consumo inferior a 7 mA em funcionamento na máxima frequência. Para além de um elevado desempenho o MSP430f2232 oferece 4 modos de baixo consumo que podem ser utilizados em fases de funcionamento de poupança de energia por parte do ISTnanosat. O modelo f2232 contém dois tipos de encapsulamento, TSSOP e QFN, que são de baixa dimensões reduzindo a área necessária.

Devido ao microcontrolador não ter como objectivo um grande processamento de dados, sendo mais direccionado para a gestão e geração dos sinais de controlo, só podendo ser utilizado para comunicação com CDH não é necessário a escolha de um modelo com elevada memória. As principais características do MSP430f2232 são apresentadas na tabela 3.13.

Tab. 3.14 – Características do microcontrolador MSP430f2232.

Parâmetro	Mínimo	Típico	Máximo	Unidades
Alimentação Vcc durante execução do programa	1,8	-	3,6	V
Alimentação Vcc durante fase de programação	2,2	-	3,6	V
Temperatura externa	-40	-	85	°C
Frequência de funcionamento com Vcc = 3,3 V	0	-	16	MHz
Memória Flash	-	8k	-	bytes
Memória RAM	-	512	-	bytes

Capítulo 6 – Protótipo

4.1. Hardware - Protótipo

Foi desenvolvido nas instalações do IST-Taguspark o primeiro protótipo do *EPS*, com o objectivo principal do estudo das opções tomadas durante a fase de projecção e para realização dos primeiros testes de desempenho. No protótipo deu-se inicialmente importância a elaboração de uma placa com as quatro áreas contendo soluções que permitem funcionar independentemente utilizando o auxílio de equipamentos externos de alimentação ou controlo. Como o objectivo era o teste de várias soluções, inicialmente não foi posto como requisito do primeiro protótipo ter arquitectura final apresentada, seguindo as dimensões pretendidas de área e utilização dos conectores finais, devido ao facto das limitações presentes na produção nas instalações do Taguspark e de maneira a diminuir os custos do projecto em caso de necessidade de ser reprojectado algum bloco do *EPS*.

No modelo construído foi colocado somente dois conversores amplificadores de entrada na área 1 para utilizar em testes de desempenho funcionando em conjunto ou alternância entre os dois. Devido aos conversores de entrada serem todos semelhantes, não foi implementado uma montagem com os três para diminuir a complexidade do primeiro protótipo. Foi colocada a possibilidade de ser efectuado o controlo através de dois sinais *PWM* externos.

Na área 2 referente ao bus e carregador de bateria foi colocado a solução utilizando o carregador *BQ24005*, indicado anteriormente (secção 3.2.3.2), tendo sido abandonado pela uso do *MCP73213* que permite um carregamento programável em termos de consumo de corrente.

A utilização do multiplexer entre o bus e a bateria foi alterada pelo modelo apontado na secção 3.2.3.3, após ter sido efectuados teste de desempenho onde chegou-se a conclusão que o multiplexer não tinha alcance suficiente de potência necessário.

Na área 3 referente aos conversores de alimentação globais foi montado os dois *SEPIC*, com possibilidade de controlo externo, e os três conversores comutados. Devido a problemas de montagem os conversores redutores para 5 V e 3,3 V ficaram mal montados obrigando a colocação em placas individuais.

Na área 4 do microcontrolador foram montados dois multiplexers e seis *MCP6004* utilizados para recolha do valor da corrente e tensão em vários pontos no circuito. Como não era necessário utilizar dois multiplexers de 16:1 foi colocado um de 8:1 e um 16:1 para recolher todos os pontos do circuito. O microcontrolador utilizado foi *MSP430f2232* em modelo *TSSOP* e devido a má colocação do conversor de 3,3 V, para alimentação dos circuitos de controlo, foi necessário a sua projecção numa placa individual.

A placa de protótipo contém uma dimensão de 10 cm x 15 cm, num desenho que utiliza somente duas camadas (fig. 4.1). Embora a placa seja muito maior do pretendido no protótipo final, está contém várias áreas vazias e com a utilização de uma placa de quatro camadas é possível diminuir a área ocupada pelo circuito.

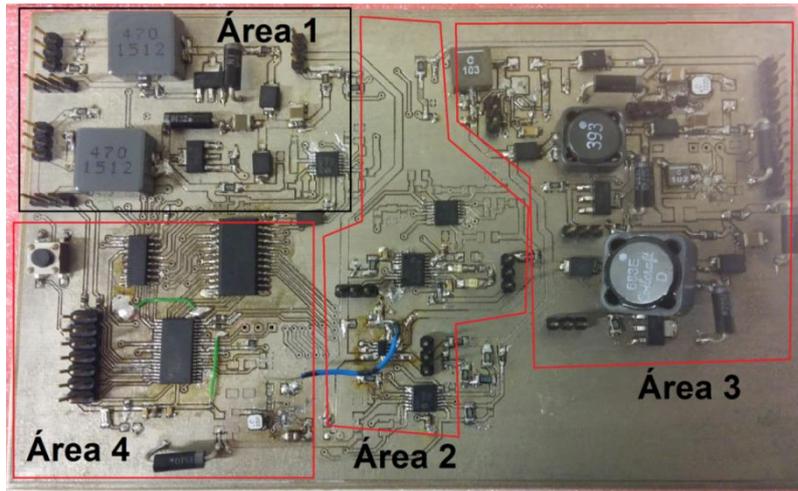


Fig. 4.1 – Placa protótipo 1 do EPS.

A placa protótipo foi testada em termos de desempenho dos conversores e utilizada para teste de programação dos algoritmos de controlo. Através dos testes efectuados foram detectados erros no projecto e foi necessário alterar alguns dos circuitos montados. Devido aos factores apresentados, existe na placa protótipo algumas montagens de sensores de corrente e tensão não foram montados devido a não poderem ser utilizados.

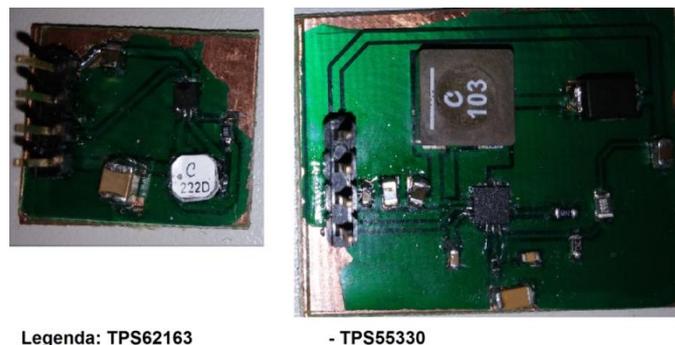
Nas placas individuais que foram efectuadas numa 2ª fase, contém a montagem para os conversores *TPS62163* (fig 4.3), o *TPS62091* e *TPS62172* (fig. 4.2), devido a problemas a montar na placa de protótipo que levou a danificação das pistas do circuito impresso. Também foi efectuado um circuito a parte para testes do carregador de bateria *BQ24005* (fig. 4.2).



Legenda: **TPS62091** **TPS62172** **BQ24005**

Fig. 4.2 - Esquerda- circuito *TPS62091*; Centro- circuito *TPS62172*; Direita- Montagem *BQ24005*.

Devido a avaria do conversor *TPS55330* e não ser possível recolocar na placa final recorreu-se a montagem numa placa individual (fig. 4.3).



Legenda: **TPS62163** **- TPS55330**

Fig. 4.3 – Montagem individual do conversor *TPS62163* (esquerda) e *TPS55330* (direita).

Como ficou comprovado que não é possível a utilização do multiplexer analógico para efectuar a seleção entre utilização energia fornecida pelo bus regulado ou bateria, devido as limitações de potência de passagem, foi efectuada a montagem do circuito da figura 3.26 da secção 3.2.3.3 numa placa individual (fig. 4.4) para efectuar testes de desempenho e validar a montagem para uso no protótipo final do *EPS*. Os mosfet de canal p utilizados foram os *PMV65XP* da *NXP* que garantem um funcionamento até 20 V e uma potência de 11 W, com uma resistência de passagem na ordem dos 50 m Ω diminuindo as perdas da montagem.

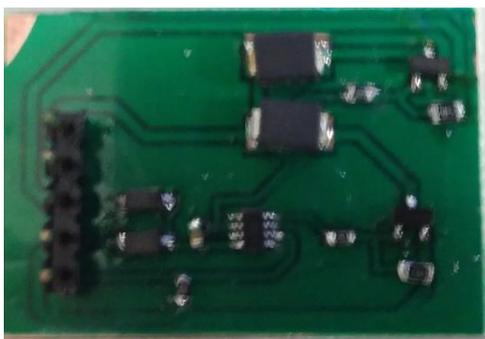


Fig. 4.4 – Montagem de selector de alimentação para a área 3.

4.1.1- Teste de funcionamento da área 1.

Foram efectuados testes a montagem dos dois amplificadores na placa de protótipo divididos em três partes com objectivos diferentes.

O primeiro teste é referente a tentativa de utilização dos dois conversores alimentados por uma fonte externa independente, para simular os painéis solares, onde não existe sinal *PWM* na porta de comutação do mosfet. O objectivo principal é verificar se o conversor coloca na saída o sinal de entrada e registar as perdas aplicadas, também sendo analisado o que acontece na saída se as alimentações dos conversores não se encontrarem ao mesmo nível de tensão.

As condições de teste foram utilizados duas fontes independentes com uma tensão fornecida de 4,5 V e limitadas a 0,5 A, simulando o valor máximo de potência pretendido em cada painel solar. Na saída dos conversores foi colocado um elemento resistivo, onde o seu valor era alterado para cada teste pretendido.

O resultados obtidos no caso de duas fontes com valores de tensão diferentes foram os esperados, com o valor da tensão a saída a corresponder ao valor da tensão da fonte mais alta. Em termos de perdas no caso de não haver sinal *PWM* são perto de 100 mV, referentes a perdas de passagem no diodo e no inductor. No caso da corrente fornecida aumentar para valores na ordem de 1 A, as perdas de passagem também aumentam.

No segundo teste foi aplicada alimentação de entrada a somente um dos conversores amplificadores. Com a utilização do *PWM* de controlo, foi testado o funcionamento e rendimento de conversão quando é alterado a alimentação fornecida (fig. 4.5).

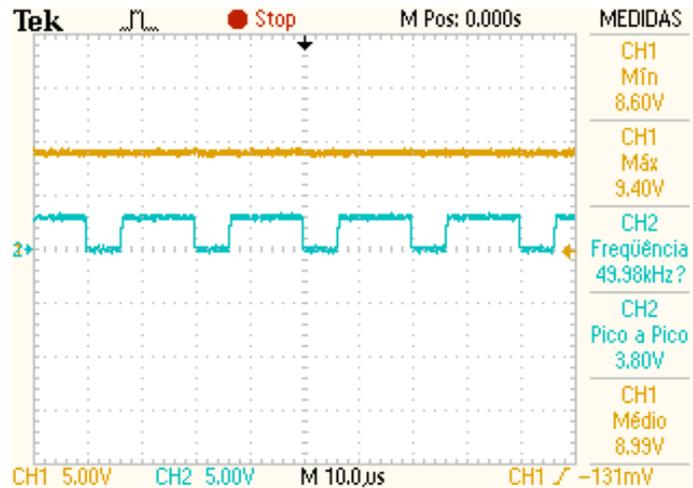


Fig. 4.5 - Captura da saída do conversor amplificador (CH1) e sinal de comutação (CH2).

O *duty-cycle* necessário para efectuar a amplificação de 4,5 V a entrada para 9 V é aproximadamente de 50%, mas pode ser ajustado com a variação da frequência de comutação do mosfet. A variação do *duty-cycle* e da frequência deve ser aplicada para determinar o ponto de maior potência fornecida, que corresponde ao algoritmo a implementar no microcontrolador.

No último teste é aplicado um sinal de controlo aos dois conversores, para poder verificar se com a montagem utilizada o consumo a saída vai ser repartido no caso de ambos fornecerem a mesma tensão de saída. O resultado obtido foi um consumo entrada partilhado o entre os dois conversores amplificadores desde que a tensão de saída do conversor seja semelhante.

4.1.2- Teste de funcionamento da área 2.

Na área 2 foi testado o funcionamento da montagem de selecção de saída utilizando a placa da fig. 4.4, colocando um tensão de entrada correspondendo ao bus regulado com 8,2 V e outra com 6,4 V para simular a bateria e aplicando um sinal comutado a 5 Hz para demonstrar a alternância na alimentação da área 3 (fig. 4.6).

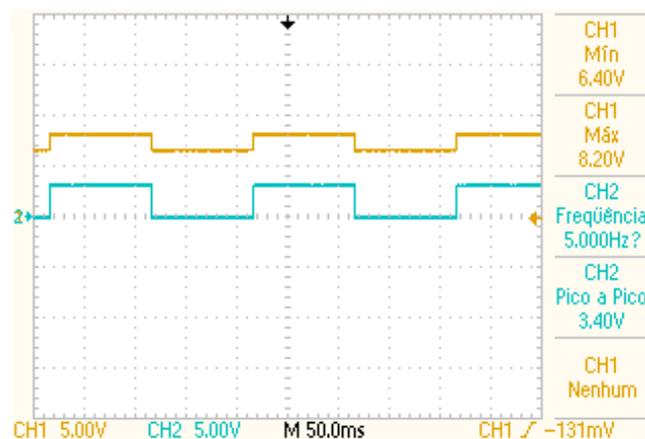


Fig. 4.6 – Teste de funcionamento da montagem de comutação de alimentações.

Os resultados obtidos validam a montagem a aplicar, podendo ser aplicado um condensador a saída para efectuar uma mudança mais suave entre os momentos de selecção da alimentação, embora vai implicar um atraso maior na resposta da montagem.

Referente aos testes no carregador de baterias MCP73213, não foram realizados devido a ainda não se encontrar nas instalações do Taguspark a amostra requisitada.

4.1.3- Teste de funcionamento da área 3.

A área 3 foi a que contém mais testes individuais, com dois testes diferente para determinar o rendimento de funcionamento de cada um dos três conversores comutados, onde o primeiro teste é variado o consumo necessário a saída alterando o elemento resistivo na saída e no segundo teste é variado a alimentação do conversor entre os valor esperados registando o rendimento para uma carga de saída fixa.

No caso do conversor TPS55330 utilizado para gerar os 12 V de alimentação regulados, foi efectuado um teste de variação da tensão de entrada, entre os 3 V e os 11,5 V, para uma potência de saída pretendida aproximadamente de 1 W. Para forçar o consumo a saída foi utilizada um elemento resistivo com 112,6 Ω e registado a corrente e tensão de entrada e saída utilizada para calcular o rendimento da montagem (fig. 4.7).

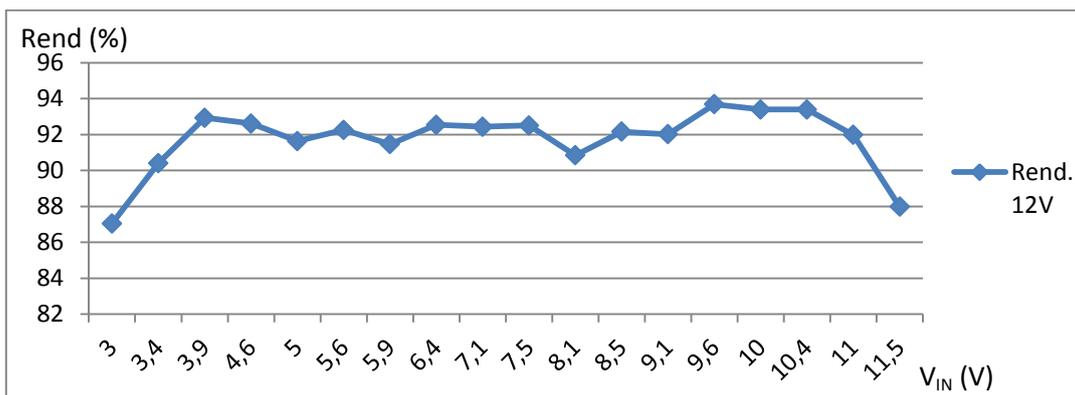


Fig. 4.7 – Variação do rendimento do TPS55330 em relação a alimentação com $R_{out} = 112,6 \Omega$.

O segundo teste consiste em variar a potência fornecida a saída entre 2,7 W até 200 mW, através da alteração da resistência de saída entre 50 Ω até 650 Ω (fig. 4.8), neste teste é utilizada a alimentação com o valor do bus regulado de 9 V.

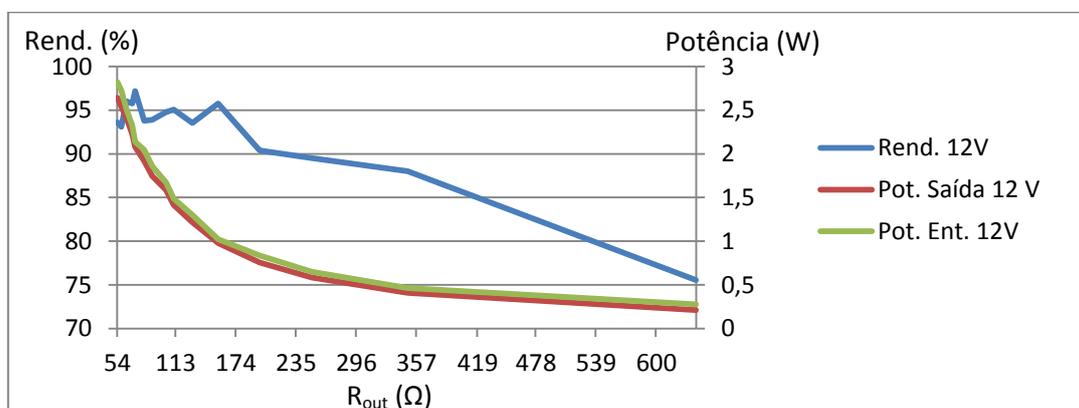


Fig. 4.8 – Rendimento em relação a variação da potência de entrada dependendo da potência de saída.

O conversor apresenta um rendimento elevado em ambos os testes, com melhores resultados quando o consumo é próximo da potência de 2 W e para alimentações definidas para o bus regulado.

Para o caso dos dois conversores de reserva TPS62163 (para 5 V) e TPS62091 (para 3,3 V) foi efectuada os dois teste mas aplicando os limites pretendidos de funcionamento para cada caso. Em termos análise do rendimento em relação a variação da alimentação foi colocado como condição de teste uma potência de saída próxima de 1 W. No caso do TPS62163 foi usado R_{out} de 20 Ω e para o TPS62091 um R_{out} de 10 Ω , que permite obter uma potência de saída de 1,25 W e 1 W respectivamente em cada conversor (fig. 4.9).

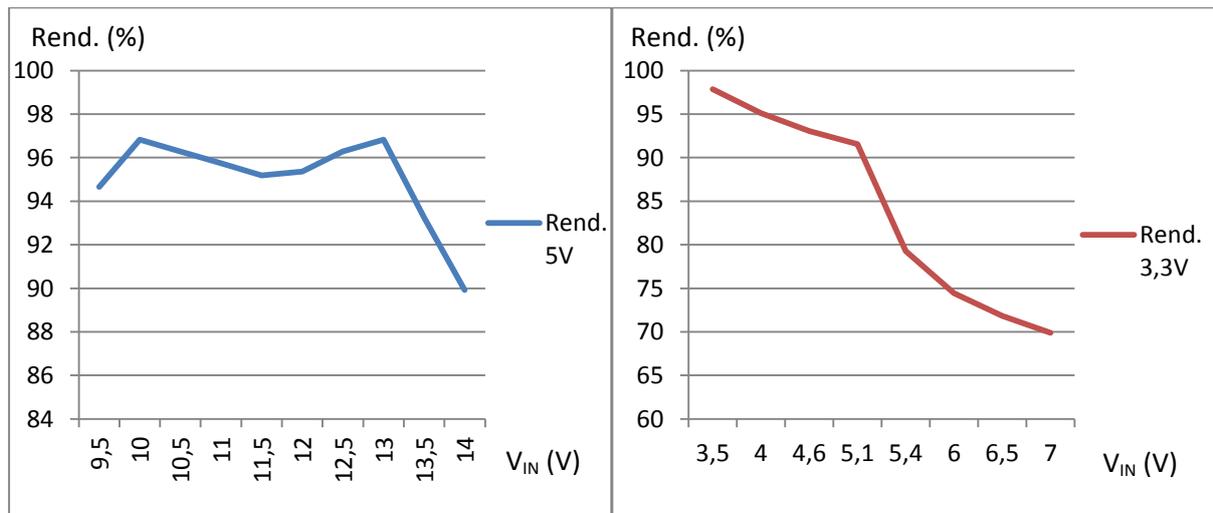


Fig. 4.9 – Variação do rendimento em função da alimentação. Esq – TPS62163; Dir. – TPS62091.

Os resultados mais importantes para o funcionamento dos conversores de reserva é oferecerem um rendimento superior a 90% com as alimentações reguladas de 12 V e de 5 V, devido a tensão de alimentação dos dois conversores não deve variar muito dos valores regulados. O segundo teste consiste em alimentar os dois conversores com as tensões reguladas de 12 V para o TPS62163 e de 5 V para o TPS62091, variando o valor da resistência R_{out} para provocar um consumo a saída entre 0,5 W até 3 W (fig. 4.10 e 4.11).

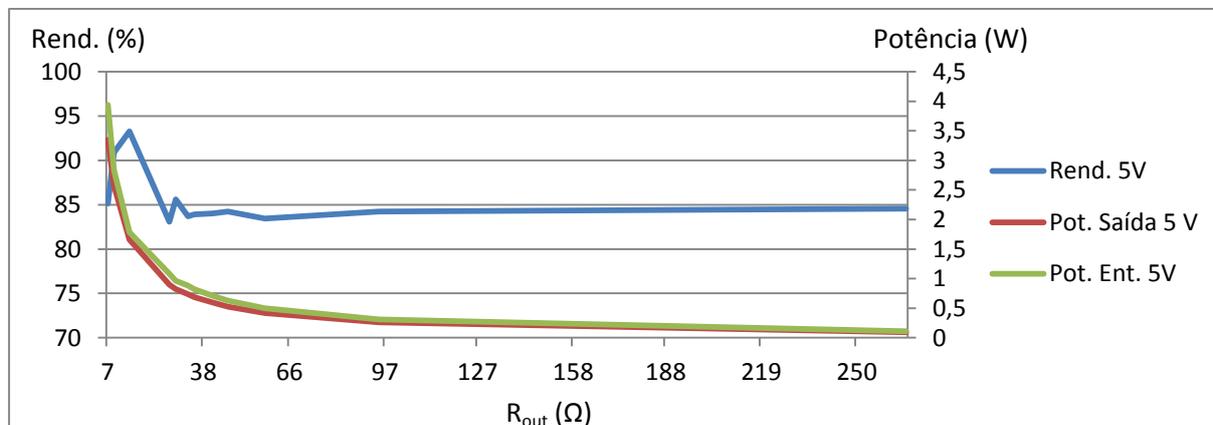


Fig. 4.10 – Variação do rendimento do conversor TPS62163 com a variação de R_{out} .

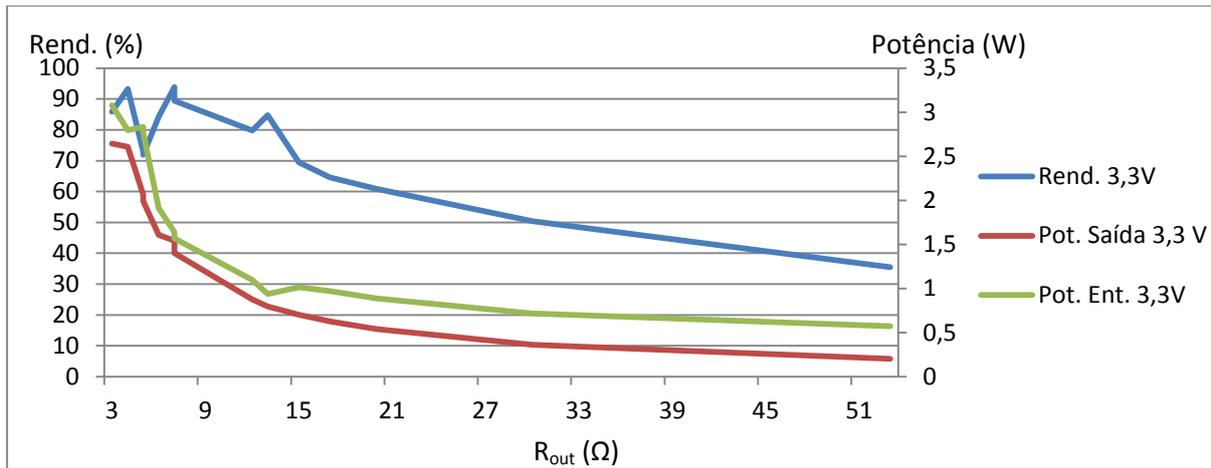


Fig. 4.11 – Variação do rendimento do conversor TPS62091 com a variação de R_{out} .

Os resultados dos testes no conversor TPS62163 não foram tão bons como projectados teoricamente, embora mantenham um rendimento sempre próximo dos 85% nos testes de variação da carga de saída. Em relação ao conversor TPS62091, os resultados não apresentam dentro do projectado, com rendimentos muito baixos para consumos inferiores a 1 W. Uma das razões que pode levar a uma diferença tão elevada entre o rendimento do funcionamento teórico em relação ao prático, é devido a qualidade da placa produzida, que apresenta defeitos devido a corrosão do ácido de produção de PCB.

Os últimos testes efectuados na área 3, correspondem ao desempenho dos conversores SEPIC. Numa primeira análise era para ser utilizado dois indutores acoplados de 39 μ H, de modelo MSD1260-393ML da Coilcraft, tendo só utilizado este modelo num conversor SEPIC na placa protótipo, devido aos primeiros testes não corresponderem ao esperado teoricamente. Verificou-se que o *duty-cycle* necessário para efectuar a saída era inferior ao calculado, e como o microcontrolador pode não conseguir efectuar variações no *duty-cycle* tão pequenas, foi necessário efectuar a segunda montagem do SEPIC utilizando o modelo MSD1583-683ME da Coilcraft, que é um indutor acoplado de 68 μ H.

Com os dois conversores SEPIC montados, foram efectuados testes de desempenho divididos em três grupos, utilizando o conversor com a menor indutor e o outro com um maior para comparar o efeito da alteração do valor do indutor provoca. O primeiro grupo de testes corresponde aos desempenhos dos conversores SEPIC em gerar as saídas de 3,3 V e 5 V, utilizando uma carga fixa a saída, uma frequência de comutação de 50 kHz e variando a tensão de alimentação do conversor. O teste foi efectuado para uma potência de saída de aproximadamente de 1 W, no caso do SEPIC funcionar para 3,3 V na saída ($R_{out} = 10 \Omega$), e para 1,2 W, no caso do SEPIC funcionar para 5 V na saída ($R_{out} = 20 \Omega$). Foi observado o rendimento de conversão e o *duty-cycle* necessário para efectuar as saídas reguladas a 3,3 V (fig. 4.12) e 5 V (fig. 4.13).

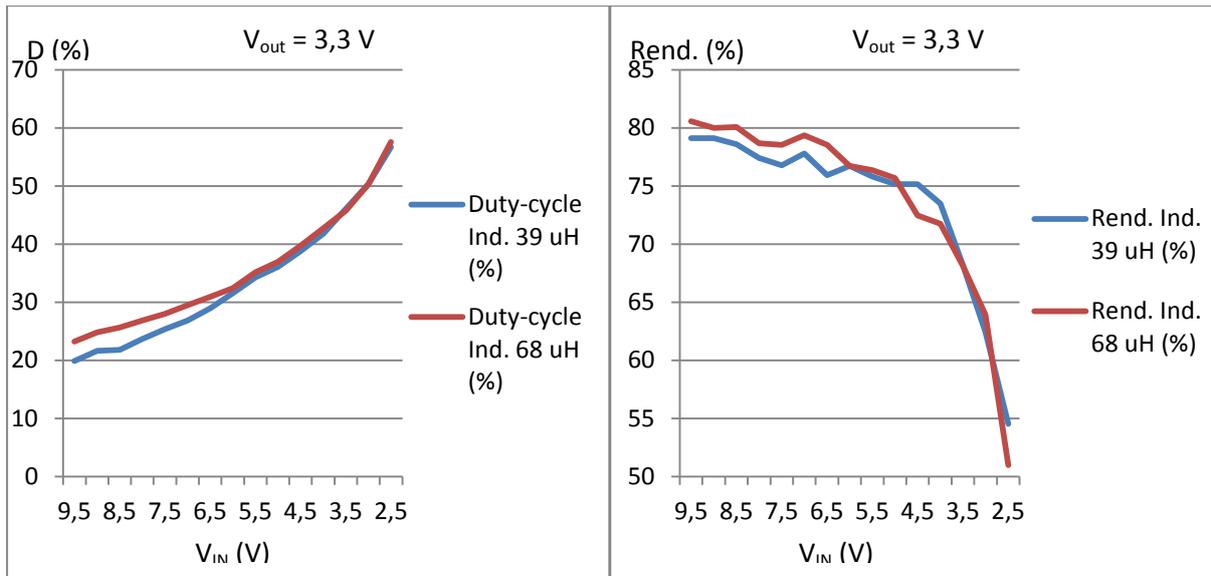


Fig. 4.12 – Variação do *duty-cycle* (esq.) e do rendimento (dir.) em função de V_{IN} para $V_{out} = 3,3 \text{ V}$.

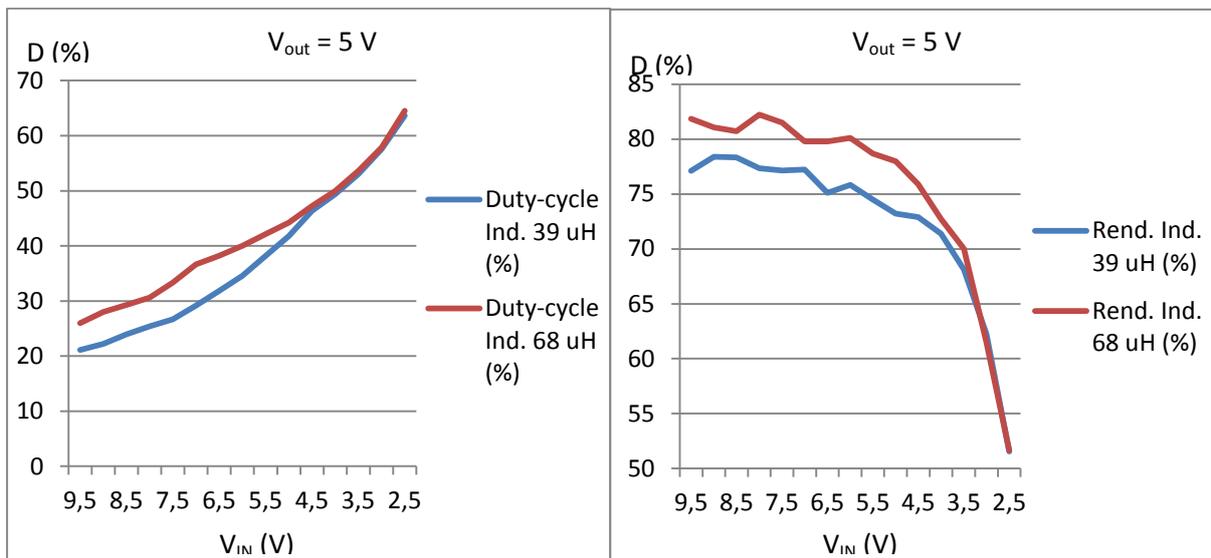


Fig. 4.13 – Variação do *duty-cycle* (esq.) e do rendimento (dir.) em função de V_{IN} para $V_{out} = 5 \text{ V}$.

No primeiro grupo de testes é comprovado que a utilização do indutor de maior valor de indutância, provoca o aumento do *duty-cycle* necessário e apresenta um rendimento superior, principalmente no caso do conversor para 5 V.

O segundo grupo de testes é referente a variação da frequência do sinal de comutação do conversor SEPIC, entre 10 kHz até 100 kHz. Nas condições de teste foi alimentado com a tensão máxima pretendida no bus ($V_{IN} = 9,5 \text{ V}$) e uma carga fixa a saída semelhante ao testes anteriores, com $R_{out} = 10 \Omega$ para 3,3 V (fig. 4.14) e $R_{out} = 20 \Omega$ para 5 V (fig. 4.15).

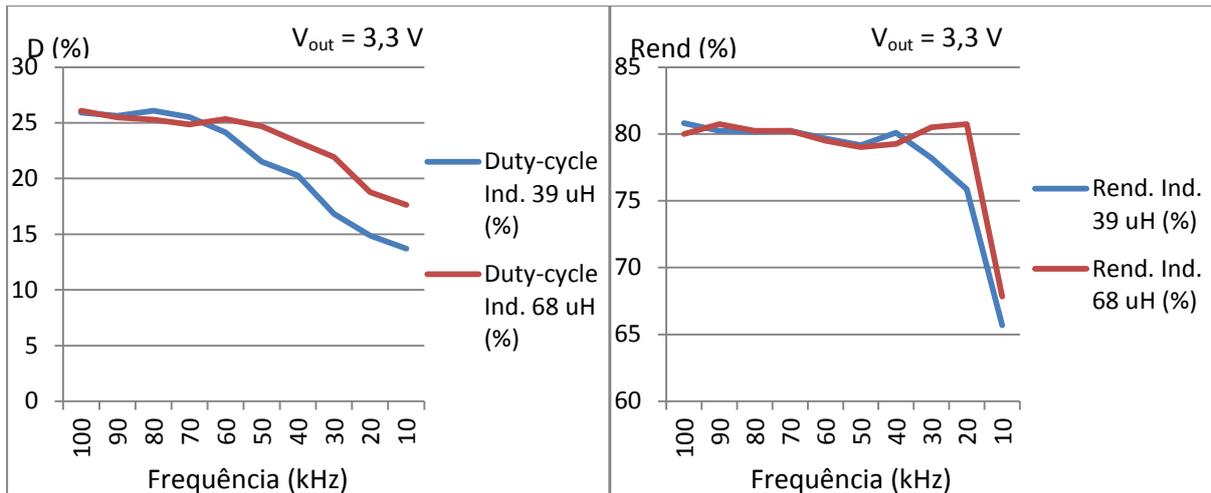


Fig. 4.14 – Variação do *duty-cycle* (esq.) e do rendimento (dir.) com a frequência para $V_{out} = 3,3 V$.

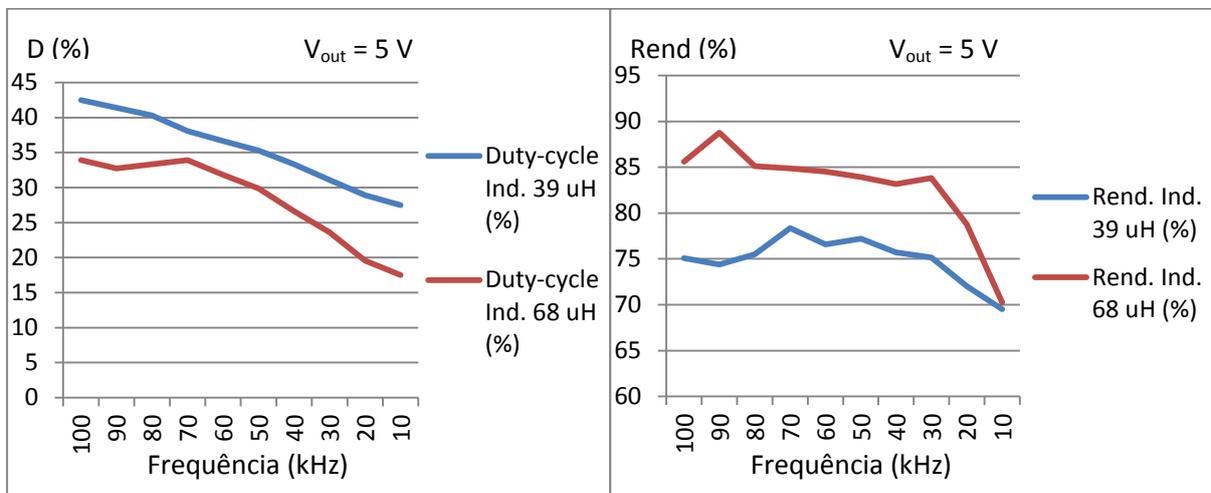


Fig. 4.15 – Variação do *duty-cycle* (esq.) e do rendimento (dir.) com a frequência para $V_{out} = 5 V$.

O segundo grupo de testes comprova que com a utilização da frequência de 50 kHz oferece um rendimento próximo dos 80% projectados. Na análise da alteração da frequência influenciar o *duty-cycle*, é necessário observar que junto da frequência central, é onde mais se sente o efeito da variação na frequência e no caso de diminuir muito a frequência o rendimento vai descer.

Na imagem 3.58 é possível observar a captura utilizando uma frequência de 20 kHz e 50 kHz nos dois conversores, para retirar 3,3 V na saída regulada. Como era esperado no caso da frequência de 20 kHz o *duty-cycle* necessário é inferior ao de 50 kHz, e com o indutor de 68 μH , CH1 com V_{out} e CH2 com sinal de controlo na figura 4.16, ser necessário um *duty-cycle* superior ao de 39 μH , CH3 com V_{out} e CH4 com sinal de controlo na figura 4.16.

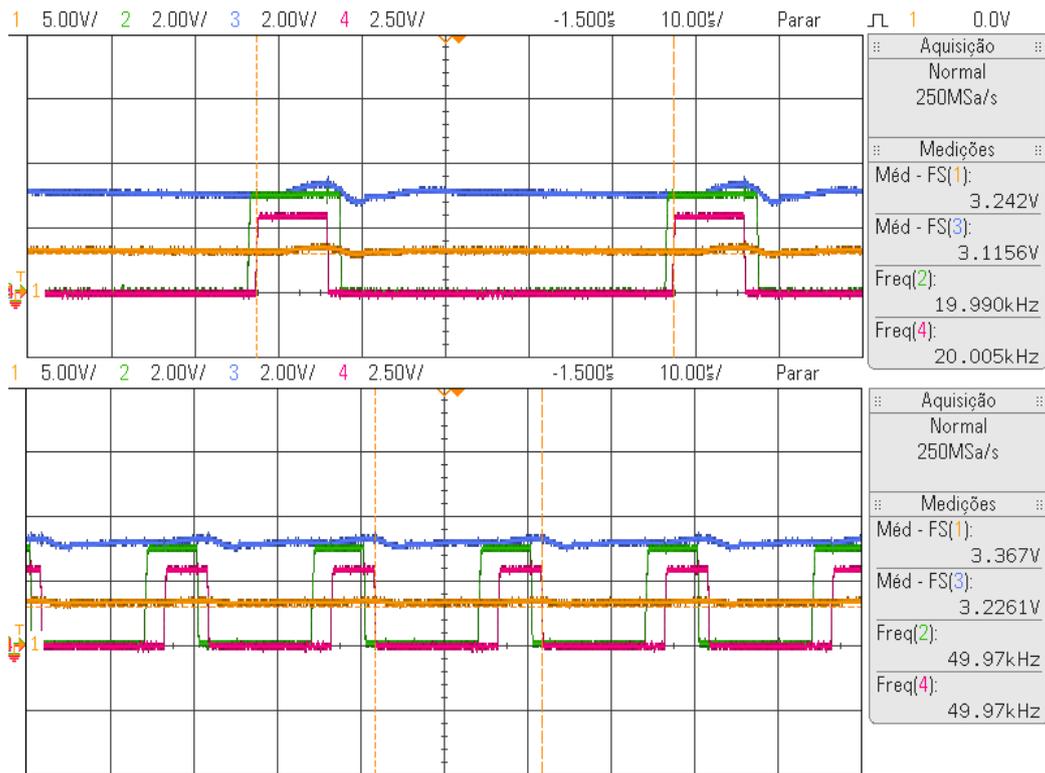


Fig. 4.16 – Exemplo de captura utilizando 20 kHz e 50 kHz na comutação do SEPIC.

No terceiro grupo é analisado o efeito provocado pela variação do consumo de saída entre 200 mW até 3 W. Para o teste foi utilizado a tensão do bus máxima em 9,4 V para alimentar os conversores SEPIC e uma frequência de comutação de 50 kHz, ajustando o *duty-cycle* para obter as saídas reguladas de 3,3 V (fig. 4.17 e 4.18), utilizando os dois SEPIC com indutores diferentes.

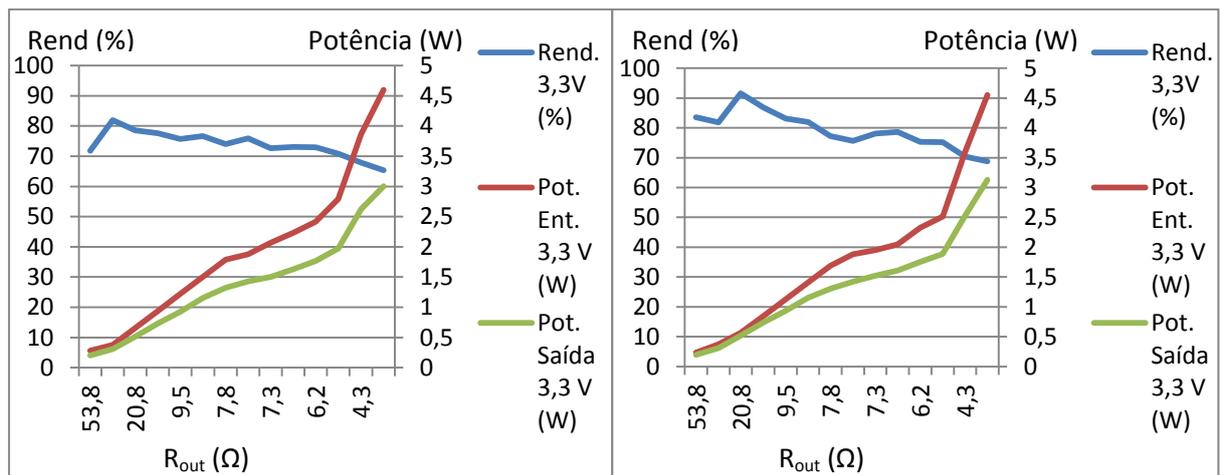


Fig. 4.17 – Variação do rendimento com indutor de 38 μH(esq.) e de 68 μH(dir.) dependendo de R_{out} .

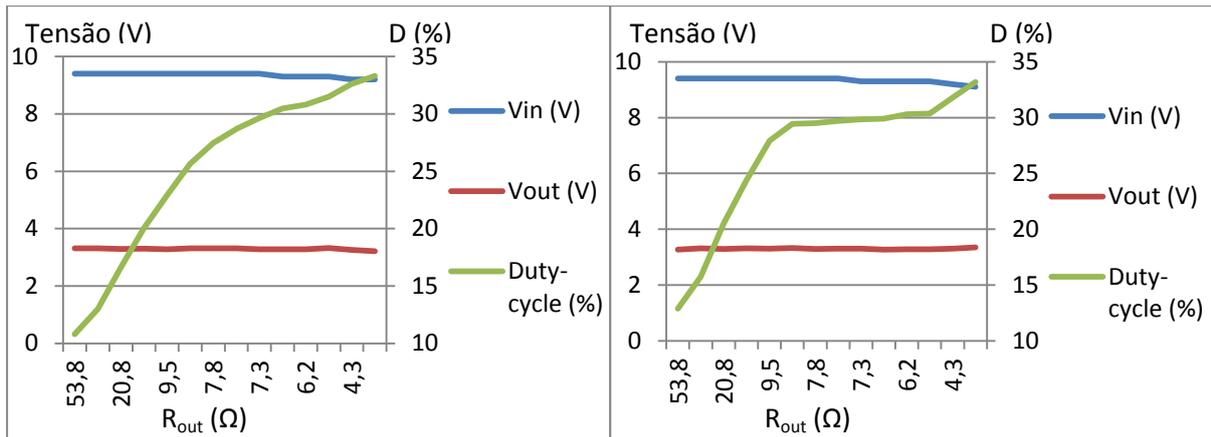


Fig. 4.18 – Variação do *duty-cycle* com indutor de 38 μH (esq.) e de 68 μH (dir.) dependendo de R_{out} .

O resultado obtido, para o conversor a funcionar a 3,3 V, foi um rendimento superior no caso de usar um indutor de 68 μH quando o consumo é abaixo dos 2 W, mas verificou-se que no caso de o consumo for inferior a 100 mW o *duty-cycle* é demasiado baixo para efectuar na frequência normal de funcionamento, levando a diminuição da frequência para conseguir produzir um sinal de controlo de qualidade (fig. 4.19).

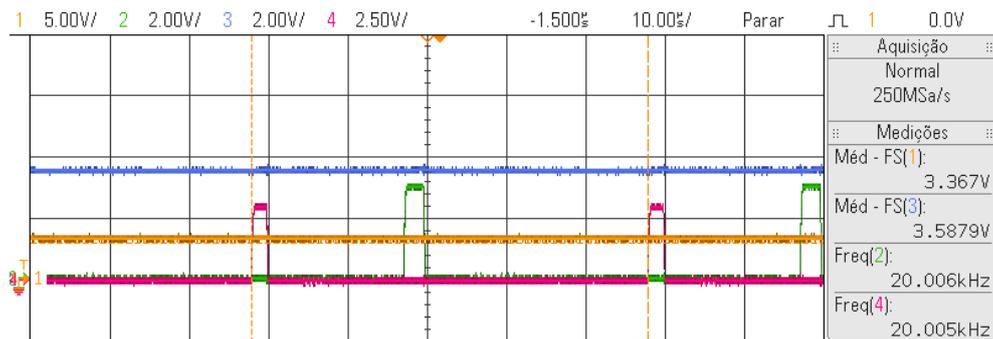


Fig. 4.19 – Aquisição das alimentações dos SEPIC com $R_{\text{out}} = 170 \Omega$ com $V_{\text{in}} = 9 \text{ V}$.

Com os resultados dos conversores SEPIC a funcionar com saída de 3,3 V, utilizando um indutor de 39 μH e outro de 68 μH , é efectuado os mesmos mas para efectuar uma saída regulada de 5 V (fig. 4.20 e 4.21).

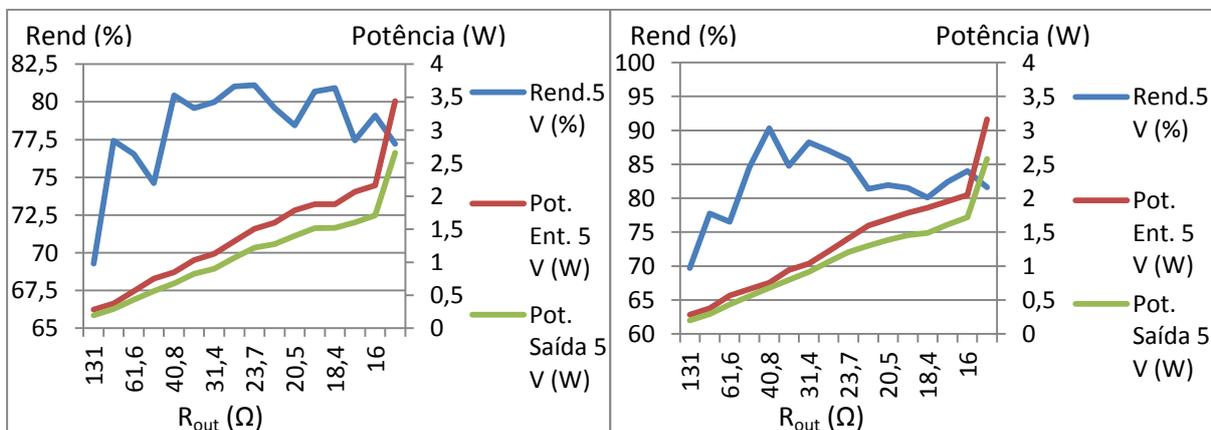


Fig. 4.20 - Variação do rendimento com indutor de 38 μH (esq.) e de 68 μH (dir.) dependendo de R_{out} .

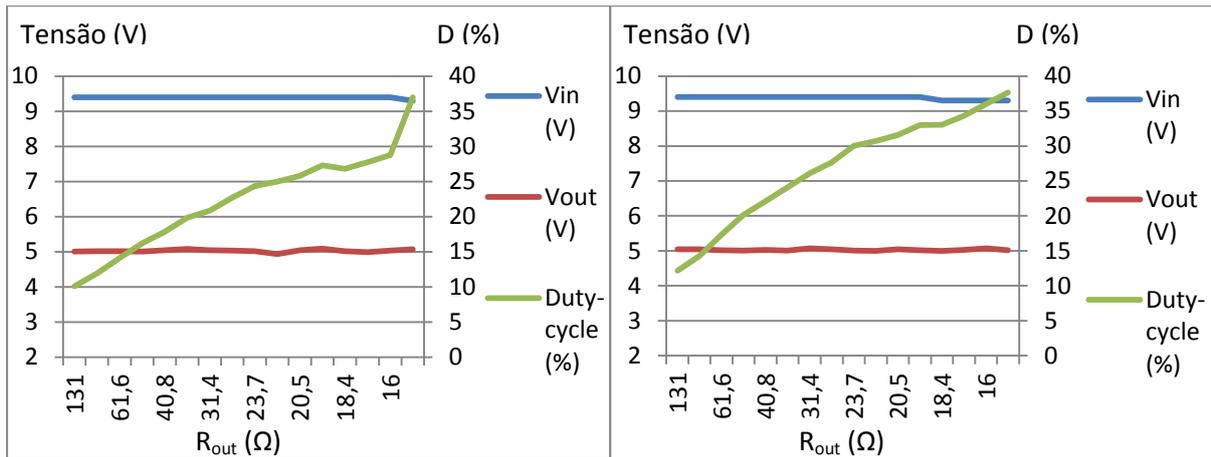


Fig. 4.21 – Variação do *duty-cycle* com indutor de 38 µH (esq.) e de 68 µH (dir.) dependendo de R_{out}.

Observando as duas montagens do SEPIC, para gerar a alimentação de 5 V, é comprovado que a utilização do indutor de 68 µH obtém um rendimento mais elevado, mas o rendimento baixa muito quando o consumo a saída é inferior a 500 mW para ambos os conversores.

O principal ponto observado, após os três grupos de testes, é que o modelo utilizado de 68 µH tem uma flutuação elevada na indutância com o aumento da corrente de passagem no indutor, ficando com um comportamento semelhante ao modelo de 39 µH no caso maior consumo. Este problema vai obrigar a elaboração de testes utilizando outro modelo de indutor, de valor semelhante, que não seja tão afectado no valor da indutância com o aumento da corrente.

4.1.4- Teste de funcionamento da área 4.

Na área 4 foram efectuadas testes elétricos no conversor TPS62172 para obter o rendimento do conversor redutor entre 100 mW até 1,5 W de consumo. Para efectuar o teste foi alimentado o conversor com 9,5 V e variando o valor de R_{out} (fig. 4.22).

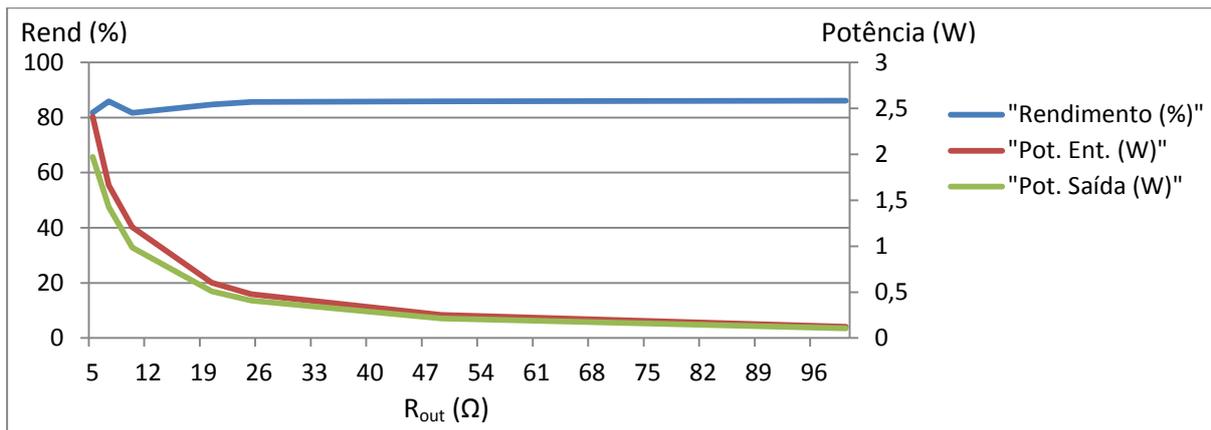


Fig. 4.22 – Variação do rendimento do conversor TPS62172 com variação de R_{out}.

Como pretendido, o rendimento do conversor TPS62172 é quase constante entre os consumos pretendidos de funcionamento, provando a razão pela sua escolha. O outro objectivo do uso do conversor é analisar o seu comportamento quando é variado a sua tensão de alimentação

entre 3,5 V até 9,5 V. Para efectuar o teste foi usado um Rout de 10,5 para simular um consumo constante de aproximadamente 1 W (fig. 4.23).

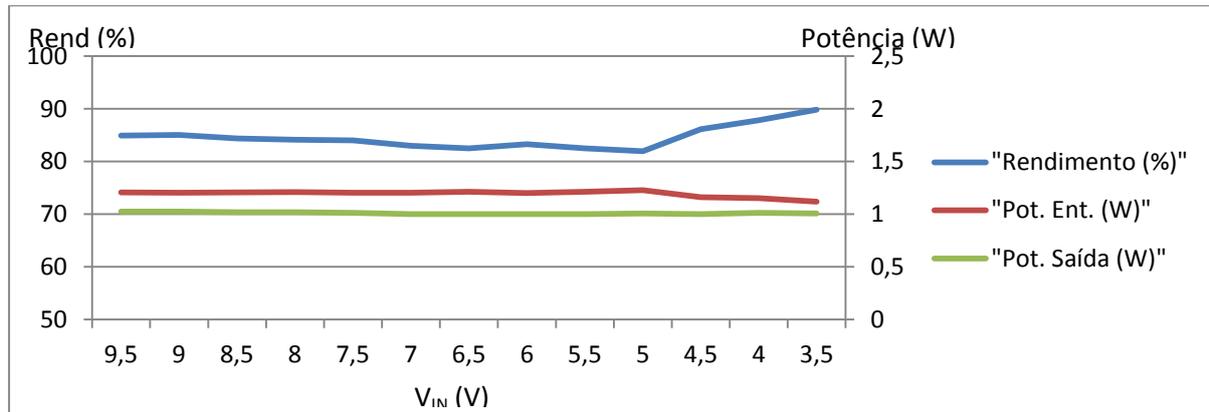


Fig. 4.23 – Variação do rendimento do conversor TPS62172 com variação de V_{IN} .

O rendimento obtido com a variação do tensão de alimentação e com a variação do consumo de saída, associado com o layout reduzido, demonstra que o conversor TPS62172 é uma escolha ideal para alimentar o microcontrolador MSP430F2232 e os circuitos de controlo da EPS.

Referente a área 4 foi analisado os sensores de corrente e tensão tinham presente algum offset em relação ao sinal pretendido, que após testes efectuados nunca obteve um erro superior 1% em relação a saída esperada.

4.2. Software

O software desenvolvido para o projecto do ISTnanosat-1 encontra-se fase inicial de desenvolvimento, devido ao longo do projecto foi planeado a utilização de rotinas de comunicação com os outros subsistemas e de diagnóstico de avaria, mas devido a restrições de tempo não foi possível implementar as todas as funções pretendidas.

A primeira parte do software tem como objectivo o teste dos conversores controlados na placa de protótipo desenvolvida. O programa deve recolher as medições de corrente e tensão nos conversores de entrada (na área 1) e dos conversores SEPIC (na área 3). Através dos valores recolhidos deve gerar os sinais de PWM de controlo dos conversores amplificadores, de maneira a gerar o bus regulado de 9 V, e os sinais de PWM de controlo dos conversores SEPIC para gerar as saídas reguladas de 3,3 V e 5 V.

O programa inicial segue um fluxograma cíclico (fig. 4.24), onde é efectuado a selecção dos dois pontos a medir na placa utilizando um ponto de cada multiplexer. Os dados são analisados, e caso um dos parâmetros recolhidos não estiverem nas margens de funcionamento pretendido para a seacção analisada, é alterado o *duty-cycle* do sinal de PWM do conversor que gera ou é afectado pelo ponto em que a medida foi efectuada, de maneira a efectuar uma reposição para os valores pretendidos de funcionamento correcto.

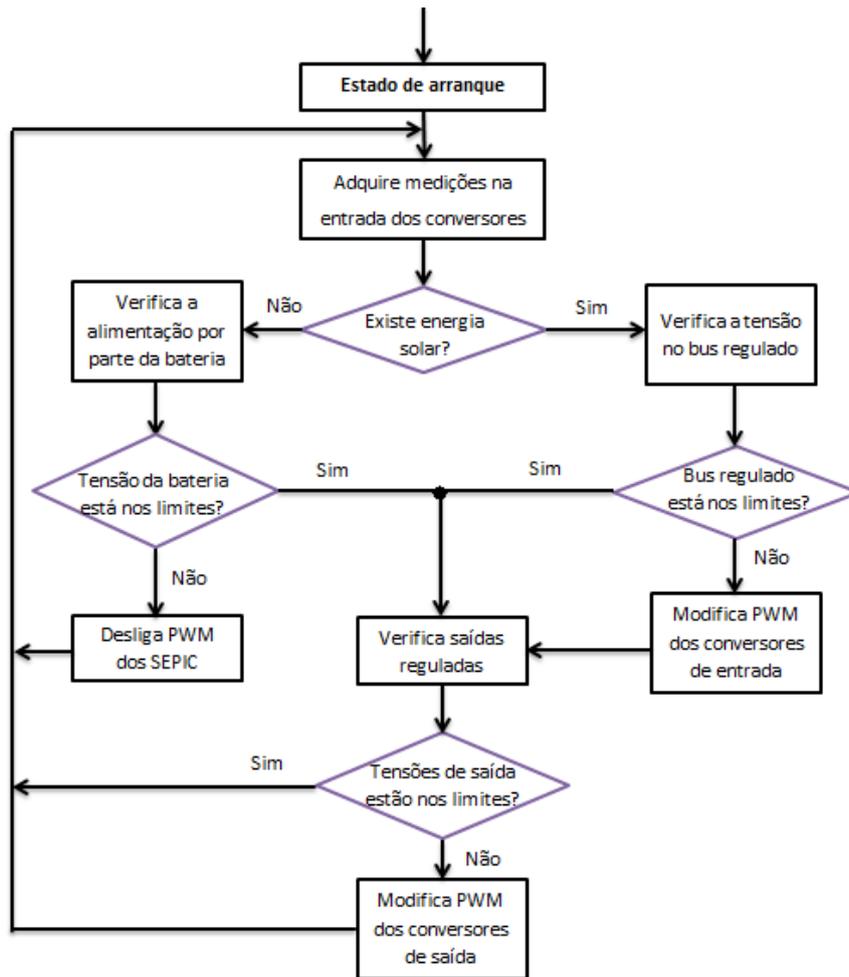


Fig. 4.24 – Fluxograma geral de funcionamento.

O estado de arranque é utilizado para inicializar as portas de selecção do microcontrolador, estabelecer os timers a utilizar e verificações iniciais no processador. O primeiro objectivo é estabelecer se a alimentação está a ser efectuada pelos painéis solares ou pela bateria. Se a energia for fornecida pelos painéis, é activado as saídas de controlo dos PWM dos conversores amplificadores de entrada, de maneira a estabelecer uma tensão no bus com 9 V.

O passo seguinte é efectuar as saídas reguladas, utilizando os conversores SEPIC e desligar os conversores de recurso se encontrarem em funcionamento. Recolhendo as tensões de alimentação e de saída dos conversores é ajustado o *duty-cycle* dos PWM de controlo.

Após estar estabelecido o funcionamento correcto das saídas reguladas, o programa deve entrar num ciclo de aquisição de medidas e correcções dos sinais de controlo, onde o objectivo é aplicar com melhor eficiência a recolha de energia através do algoritmo de MPPT nos conversores de entrada e garantindo o fornecimento das alimentações reguladas.

Em relação a bateria, no caso de existir energia solar é necessário garantir que a bateria se encontra em temperaturas de carregamento (entre 0 °C e 45 °C), e seleccionar a corrente de carregamento a utilizar. De momento ainda não encontra implementado o controlo do carregador, devido as amostras do microcontrolador de carregamento MCP73213 ainda não encontra disponível.

O circuito de controlo tem como objectivo recolher os vários pontos de medida ao longo do EPS, ficando determinado que cada ponto de medição do EPS efectua cinco medições e calcula a média dos valores recolhidos, a utilização deste método é para evitar a detecção de um pico no sinal medido e provocar uma alteração no sistema não pretendida. Numa primeira fase vai ser efectuado uma passagem linear por todos os circuitos de medição, alternando entre o uso dos multiplexers de selecção. Caso verifique que a solução não garante segurança nos pontos críticos (alimentações globais reguladas), será utilizado uma tabela com uma frequência de aquisição dos pontos críticos é maior que os restantes pontos. Os limites estabelecidos de correcto funcionamento dos conversores de entrada e saída são apresentados na tabela 3.14.

Tab. 4.1 – Limites de correcto funcionamento do EPS.

Parâmetro	Mínimo	Típico	Máximo	Unidades
Alimentação global de 3,3 V efectuada pelo SEPIC	3,0	3,3	3,6	V
Alimentação global de 5 V efectuada pelo SEPIC	4,6	5	5,4	V
Alimentação global de 12 V	11,2	12	12,8	V
Conversores amplificadores em funcionamento	8,0	9,0	9,5	V
Consumo de corrente total área 3	0	-	1	A

No caso dos conversores SEPIC e do conversores amplificadores na área 1, o microcontrolador deve actuar de maneira a colocar no valor pretendido. Na primeira fase de desenvolvimento do programa no caso do valor de medido encontra fora dos limites imposto o programa segue o seguinte método (fig. 4.25).

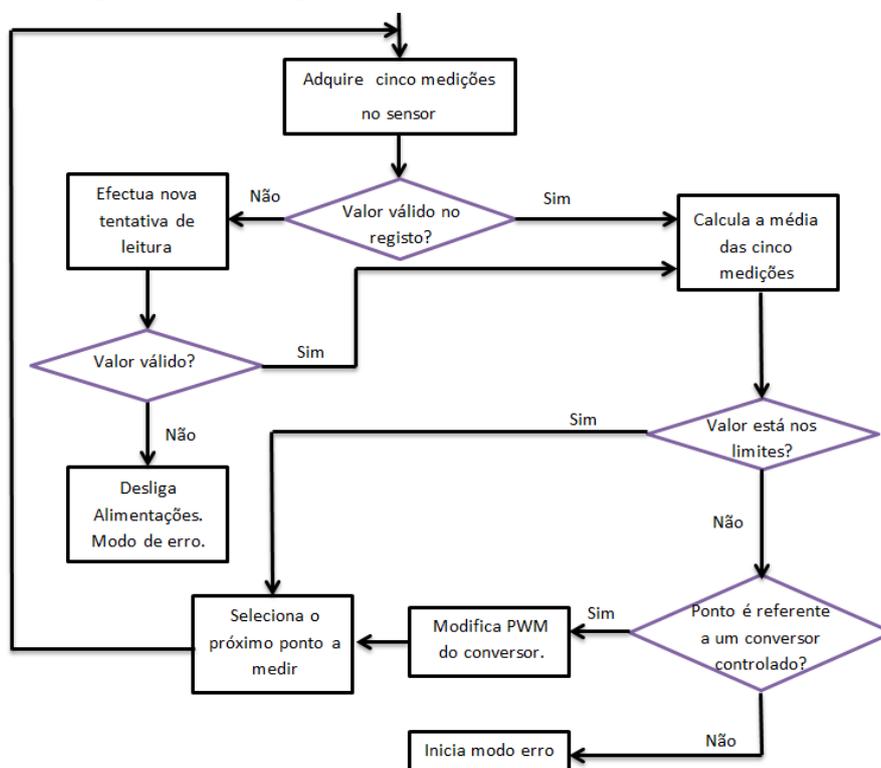


Fig. 4.25 – Fluxograma de diagnóstico do sensores de corrente e tensão.

Em primeiro lugar é pretendido efectuar as saídas reguladas por parte do microcontrolador através da leitura de medições dos sensores e corrigindo o valor das PWM usando uma variação pré definida no *duty-cycle*, a cada passagem de leitura, caso o valor adquirido estiver superior aos limites máximos ou inferior ao mínimos. Este modelo não é o mais eficaz, sendo pretendido utilizar uma tabela de prioridades variante para evitar o programa não ter de efectuar um ciclo total de aquisições em toda a placa até voltar ao ponto em falha. Também é pretendido utilizar rotinas de diagnóstico mais elaboradas para determinar erros que não são referentes aos conversores controlados, contendo soluções de resolução sem ser desligar a EPS.

Na segunda fase de desenvolvimento do programa é dado maior atenção aos conversores de entrada e ao desempenho de funcionamento utilizando os painéis solares. Caso os conversores encontrarem a fornecer uma saída dentro dos limites de funcionamento, deve ser activado o modo de procura do ponto de maior potência. A rotina de MPPT é pretendido utilizar o algoritmo “*Extremum Seeking*” [21][23] onde o programa conhecendo a potência actual deve efectuar uma variação no *duty-cycle*, aumentando por exemplo, caso seja obtido uma potência superior após a variação é indicativo que o ponto de maior potência encontra-se na direcção da variação. No caso da potência diminuir o ponto de maior potência encontra-se no sentido contrário a variação aplicada, no caso do exemplo é necessário diminuir o *duty-cycle*. Se em ambos os casos a potência diminuir é indicativo que foi obtido o ponto de maior potência no conversor em relação ao painel solar.

Capítulo 5 - Conclusões

No final do desenvolvimento do primeiro protótipo para a placa do EPS é possível determinar que várias das soluções elaboradas durante o projecto resultaram. Ao analisar os resultados pode determinar-se, que em termos de *hardware*, só não foi encontrado a melhor solução para o carregamento da bateria.

O circuito aplicado na área 1, referente a ligação com os painéis solares, funciona utilizando o conversor amplificador, embora só tenham sido utilizadas fontes ideais para teste, que pode obrigar a reprojectar o conversor amplificador senão garantir um rendimento elevado com os painéis solares a utilizar no nanosat. O resultado positivo da utilização do conversor amplificador é que permite alimentar a saída do circuito directamente com os painéis solares, no caso de o microcontrolador não se encontrar em funcionamento.

A área 2 foi dos pontos que teve resultados mais negativos relativamente ao projectado, com o multiplexer a não garantir o funcionamento pretendido e a escolha de arquitectura para efectuar no carregamento da bateria ter sido abandonada, por não permitir alterar em voo a corrente de carregamento. Foram encontradas duas soluções alternativas com a primeira solução apresentada utilizando os mosfet-p como interruptores revelou ser uma montagem que acrescenta qualidade em termos de desempenho e em caso de ser necessário permite expandir a montagem para utilizar com mais pontos de comutação, que torna necessário no caso de ser utilizada uma segunda placa de expansão do EPS.

A maior componente do trabalho foi no desenvolvimento da área 3, com o resultados obtidos pela utilização da arquitectura de conversor SEPIC comprovar ser a solução mais eficiente em termos de desempenho em relação a área ocupada, para além permitir desligar as alimentações geradas pelos conversores SEPIC. O conversor TPS55330 também teve resultados dentro dos esperados provando ser uma solução para utilizar na placa final.

O maior problema foi não ser possível utilizar os conversores da área 3 todos juntos, para determinar se a solução realizada é a melhor, embora os testes realizados nos conversores de reserva estão nos valores pretendidos de desempenho.

Devido a falta de tempo, o objectivo principal da área 4 que era realizar a programação do microcontrolador de maneira a controlar toda a placa do EPS, recolhendo dados dos sensores e adaptando o comportamento do EPS em relação as necessidades globais, não foi realizado na totalidade tendo só sido implementado alguns algoritmos de teste do EPS utilizando o controlo efectuado pelo microcontrolador. Na parte de circuito da área 4, o conversor TPS62172 é a melhor solução para gerar uma alimentação independente porque garante uma alimentação regulada com um rendimento elevado, mas é necessário projectar um circuito de controlo que permita gerar sinais de controlo externos devido a falta de portas GPIO disponíveis no microcontrolador.

5.1. Trabalho Futuro

O projecto não se encontra pronto para efectuar o voo, sendo necessário primeiro testar a solução do carregador de bateria MCP73213 é a mais indicada para utilizar no nanosat. É necessário efectuar a redimensionamento da placa protótipo, para as dimensões finais do EPS seguindo as normas da ESA, com a colocação dos conectores finais e dos suportes da estrutura.

Numa segunda placa de protótipo é necessário efectuar testes de desempenho com todos os conversores a funcionar juntos, efectuando testes de funcionamento em situações extremas de desempenho com influência externas como internas.

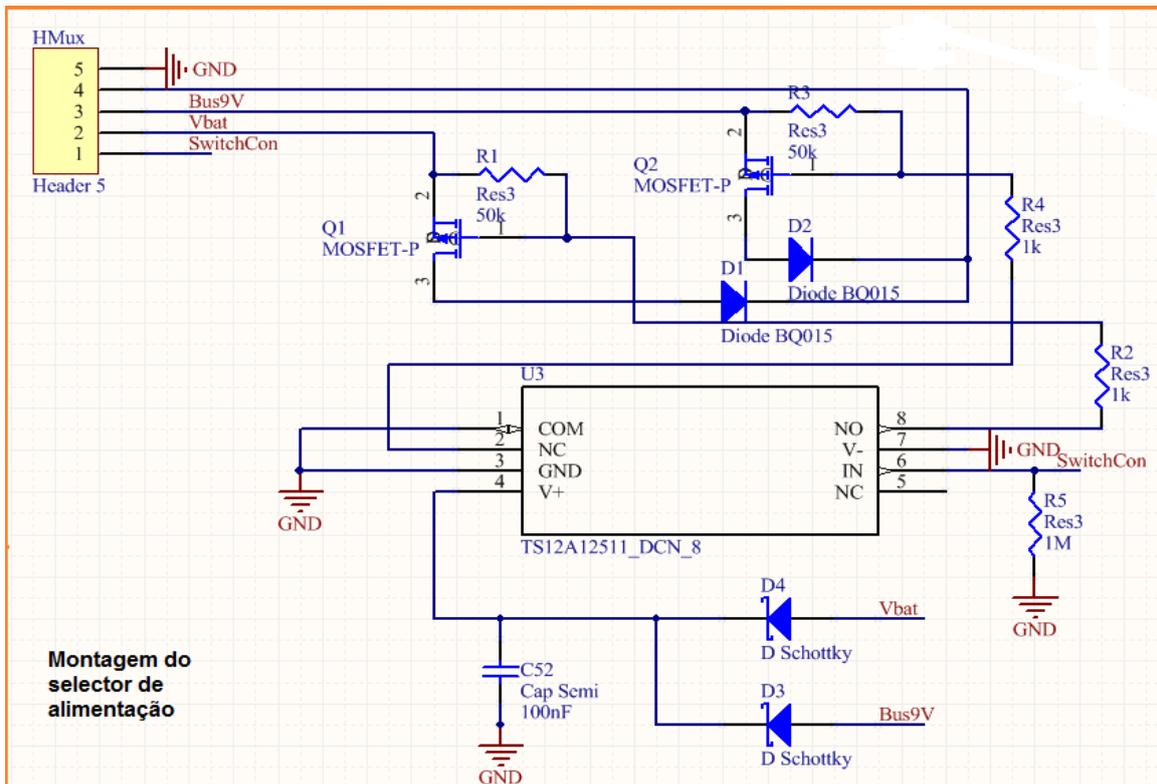
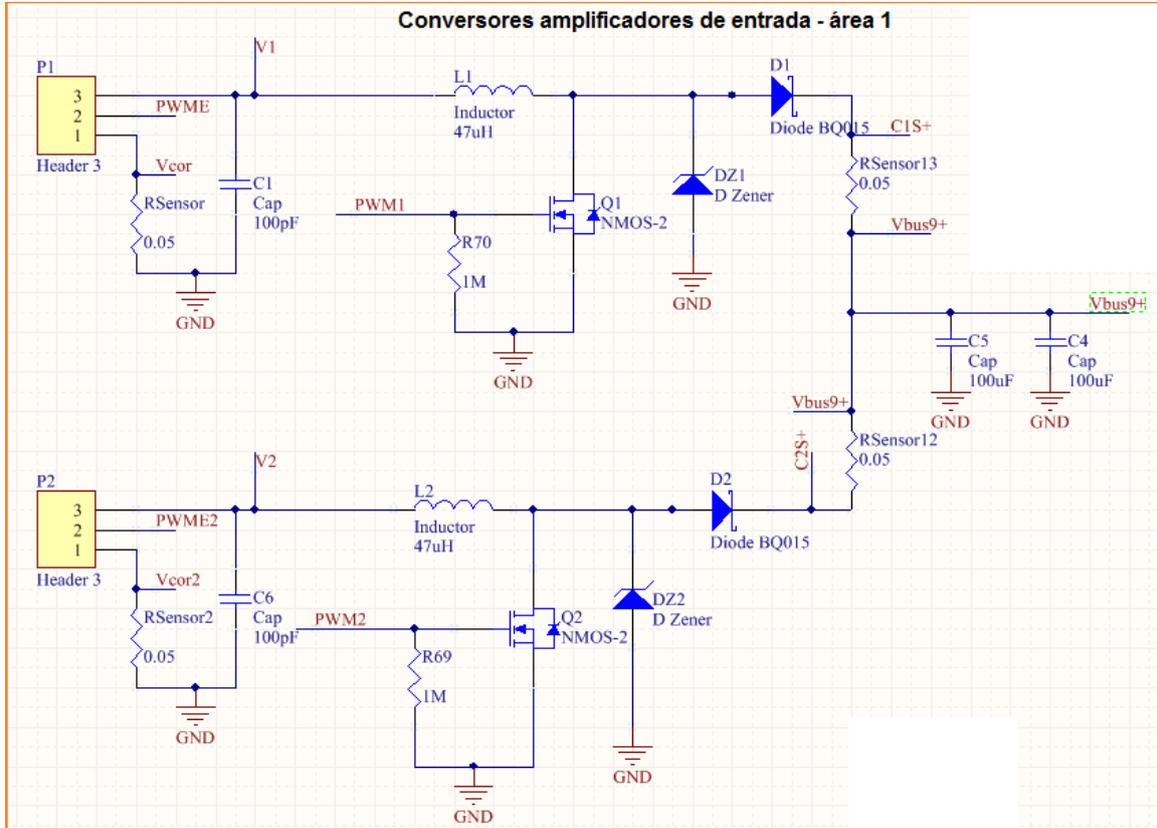
É necessário proceder aos testes de desempenho em temperaturas diferentes da temperatura ambiente e em condições externas a um laboratório. O resultados podem obrigar a alteração do EPS.

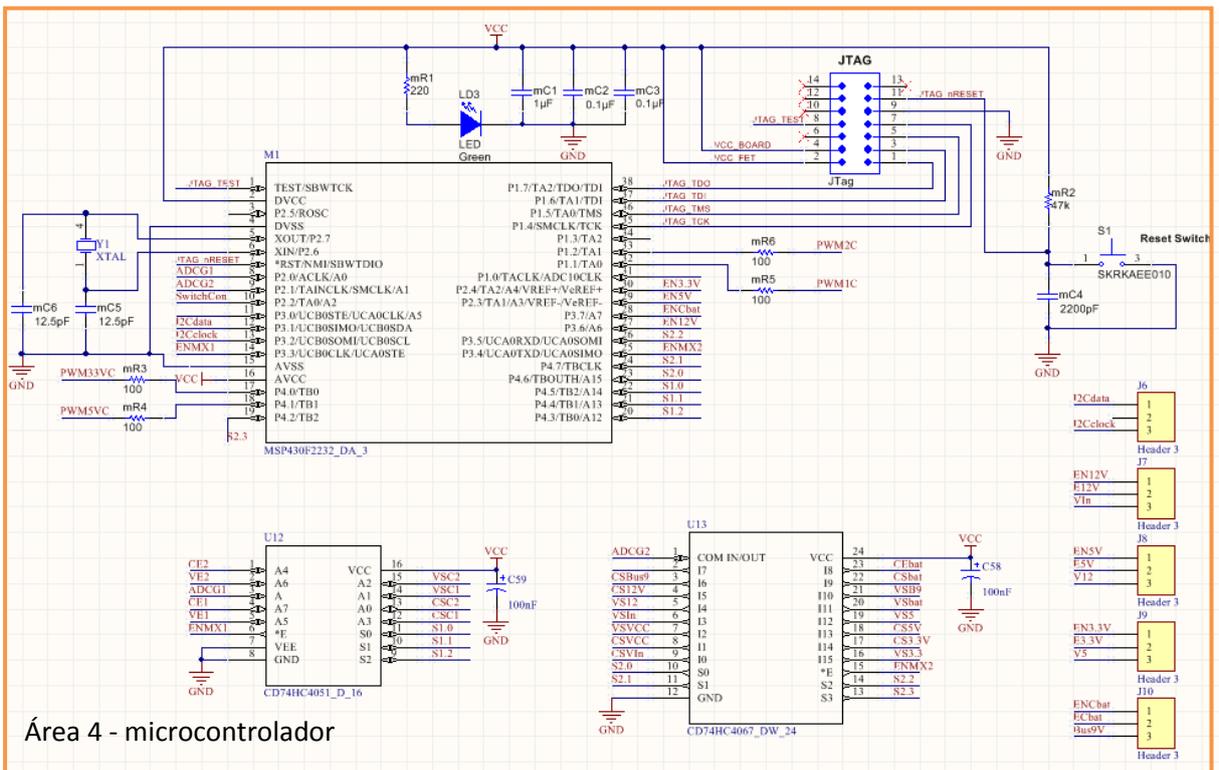
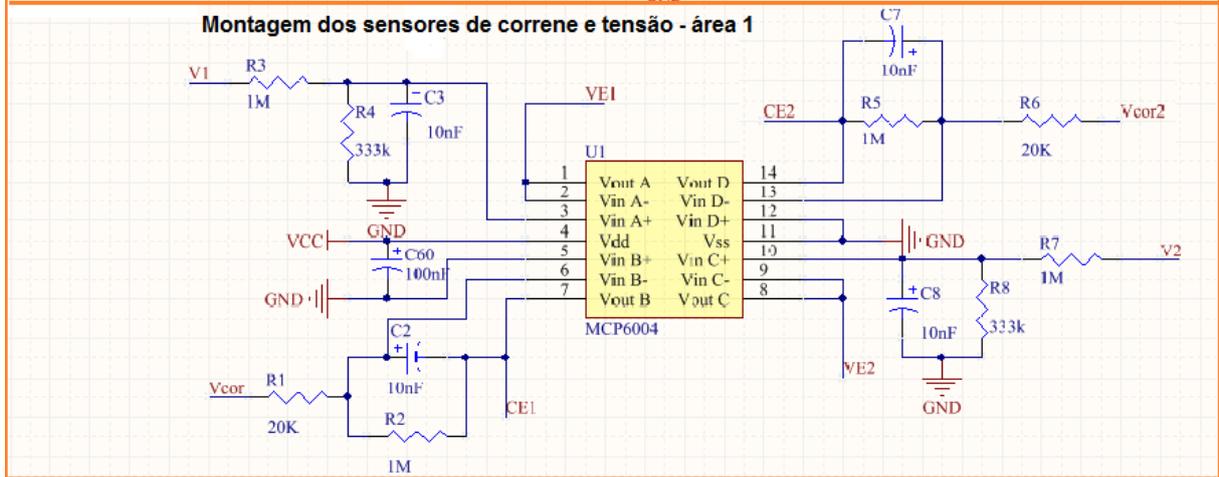
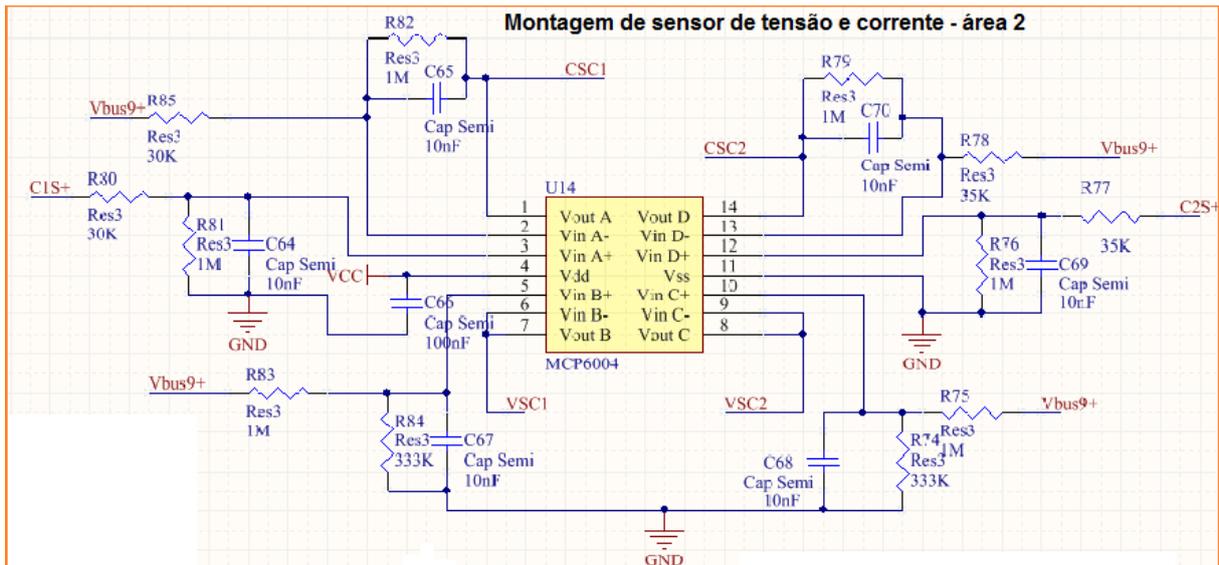
Em termos de programação é necessário desenvolver um programa que efectue a gestão do EPS com melhor eficiência e implementar os protocolos de comunicação com os outros subsistemas.

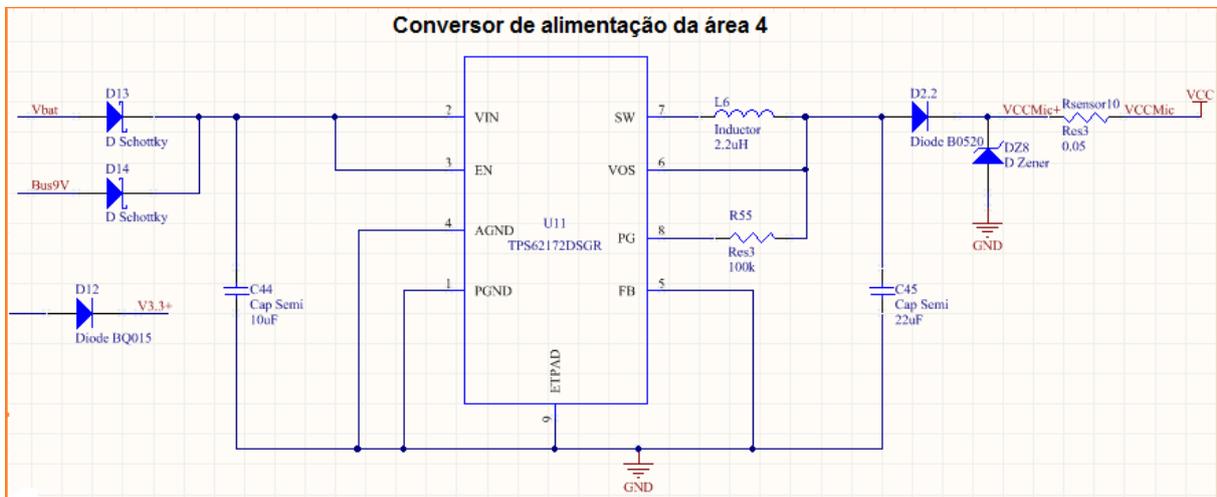
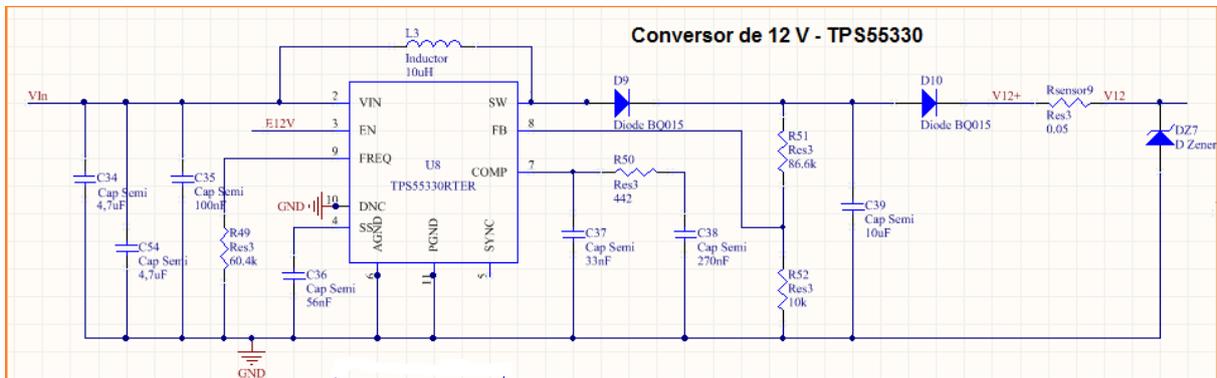
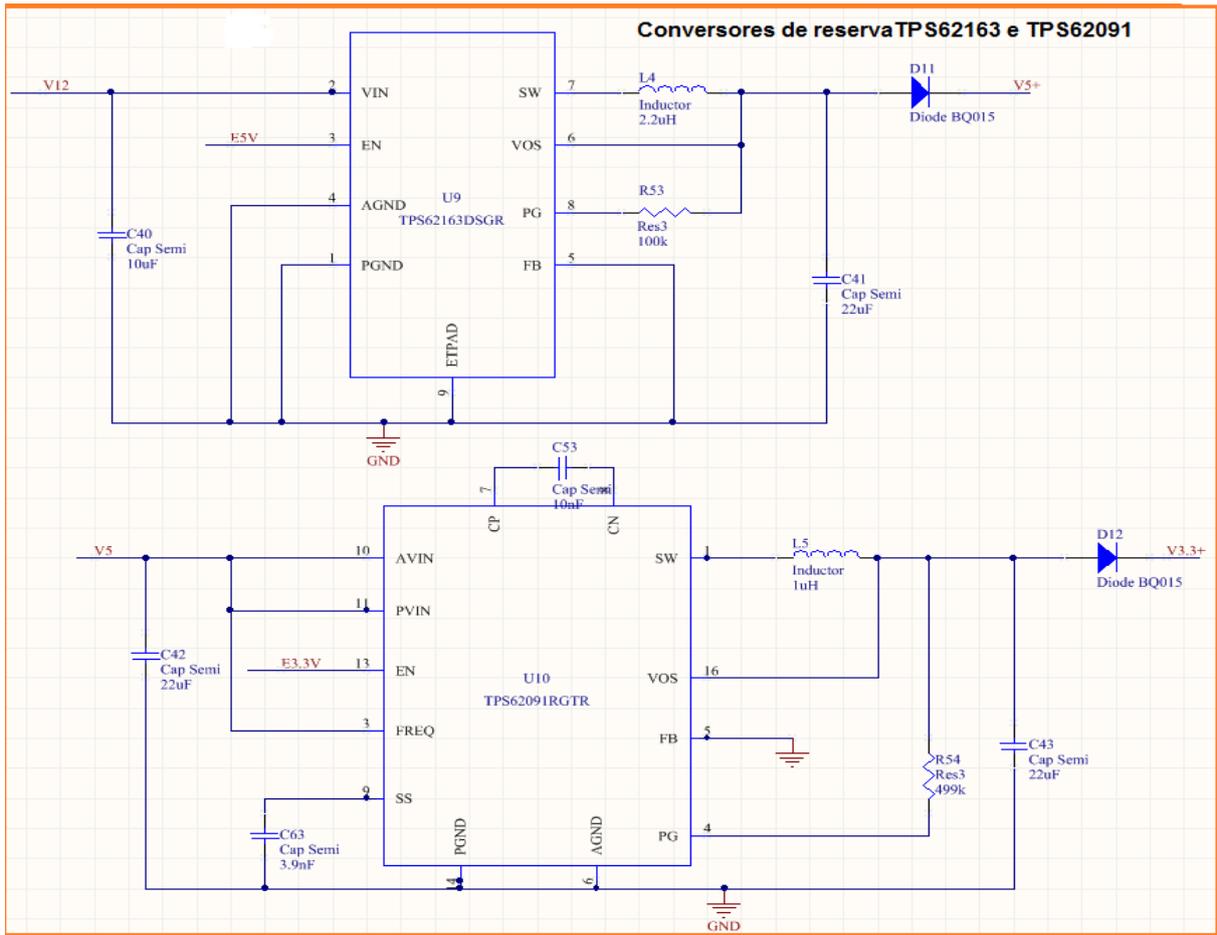
Com tudo efectuado o último passo é o teste de funcionamento com os outros subsistemas e obter o certificado de voo espacial por parte da ESA.

Anexos

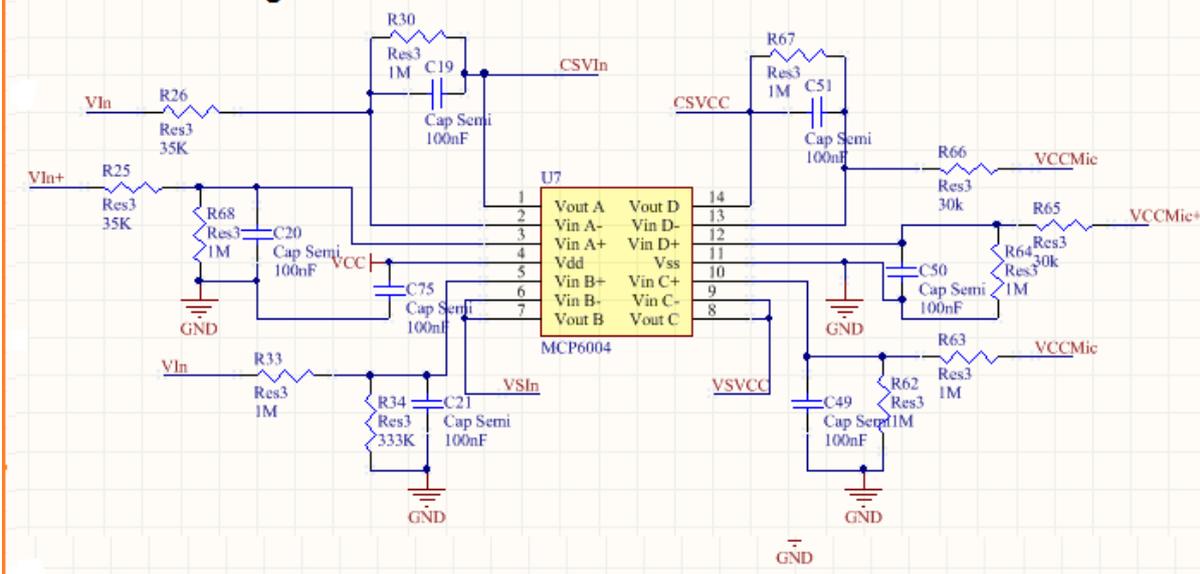
É apresentado em anexo todos os circuitos desenvolvidos para utilização no protótipo da EPS e o circuito de seleção de alimentação implementado numa placa individual.



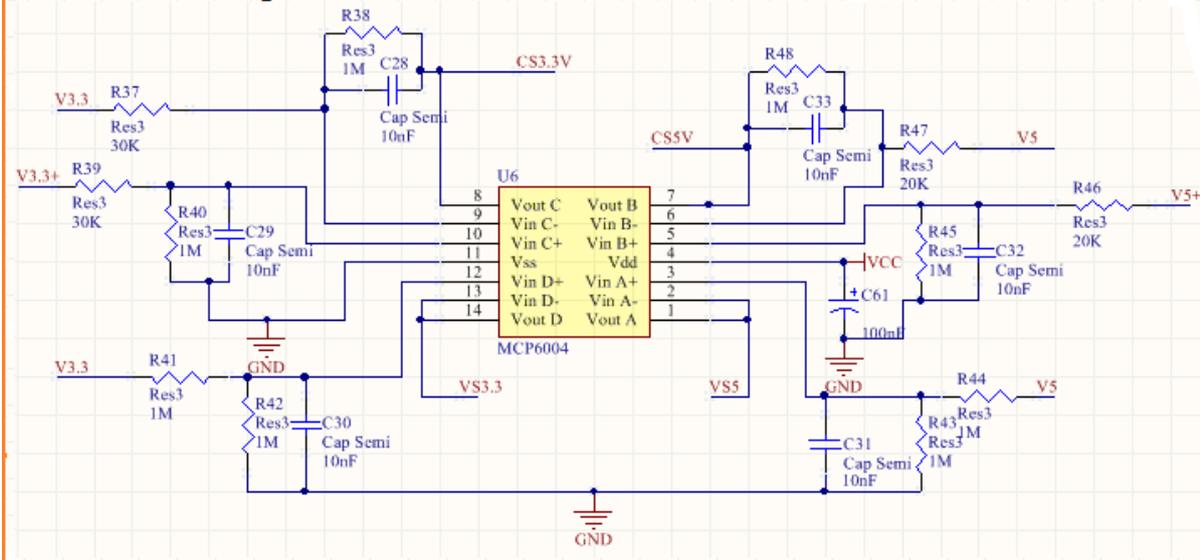




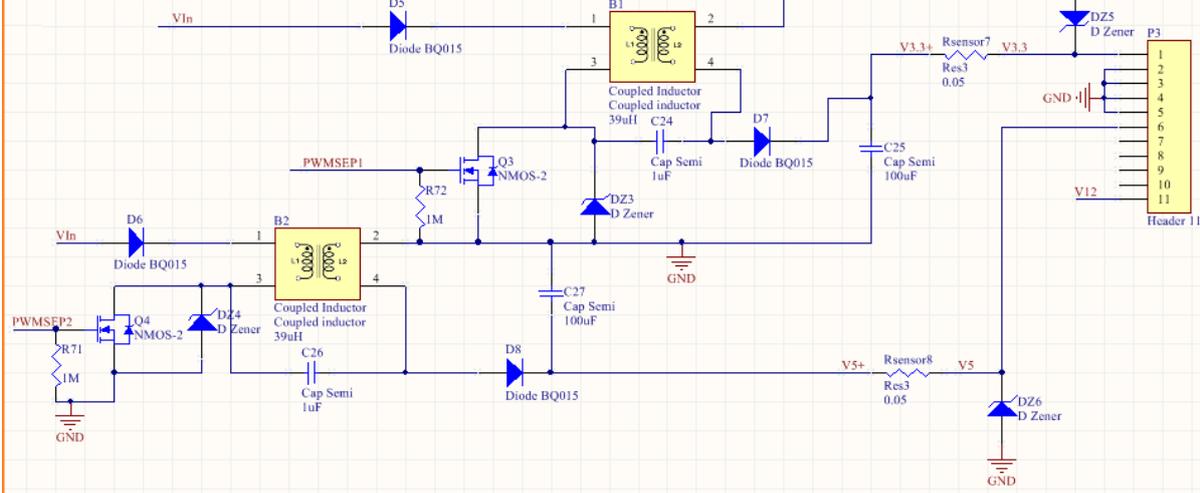
Montagem de sensores de corrente e tensão - área 3 e 4



Montagem de sensores de corrente e tensão - área 3



Conversores SEPIC - área 3



Referências

- [1] Hank Heidt et al, *CubeSat: A New Generation of Picosatellite for Education and Industry Low-Cost Space Experimentation*, 21st Annual AIAA/USU Conference on Small Satellites, Logan, USA, 2000.
- [2] Jens Nielsen et al, *Nanosat FP7 project – nanosatellites beyond 2013*, 5th European CubeSat Symposium Conference, Belgium, 2013.
- [3] Kristo Reinsalu, *NanoSat – Utilizing the Potential of NanoSatellites for the implementation of European Space Policy and Space Innovation*, FP7-Space Conference, 2012.
- [4] Luca Maresi, *Challenges and Opportunities for the European Space Agency*, International NanoSat Workshop, Copenhagen, Denmark, 2013.
- [5] C. Clark et al, *Space activities in Glasgow; Advance Microspacraft from Scotland*, 59th International Astronautical Congress, Glasgow, UK, 2008.
- [6] Craig S. Clark et al, *Power System Challenges for Small Satellite Missions*, Academic Press, 2000.
- [7] Dan Olsson, *A Power System Design for Microsatellite*, European Space Power Conference, Austria, 1993.
- [8] *Pumpkin Price List for CubeSat Kits*, Pumpkin Inc., 2014.
- [9] *CubeSat Kit Linear EPS Datasheet*, Technical Reference, Pumpkin Inc., 2014.
- [10] *NanoPower P31US Supply Datasheet*, Technical Reference, ISIS - Innovative Solutions in Space Inc., 2014.
- [11] E. Echer e M. P. Souza, *A Lei de Beer Aplicada na Atmosfera Terrestre*, Revista Brasileira Ensino Físico vol. 23 nº3, São Paulo, Brasil, 2001.
- [12] *Small Satellites Solar Panels Datasheet*, Clyde-Space Inc., 2014.
- [13] Craig S. Clark et al, *Commercial Nickel Cadmium Batteries for Space Use: A Proven Alternative for LEO Satellite Power Storage*, Academic Press, 1998.

- [14] C. Clark e E. Simon, *Evaluation of Lithium Polymer Technology for Small Satellite Applications*, 21st Annual AIAA/USU Conference on Small Satellites, Logan, USA, 2007.
- [15] *28,3% Ultra Triple Junction (UTJ) Solar Cells*, Technical Reference, Spectrolab Inc., 2014.
- [16] D. Anderson, *Clean Electricity from Photovoltaics*, London: Imperial College Press, 2001.
- [17] M. A. Green, *Photovoltaics: Coming of Age*, 21th IEEE Photovoltaics Specialists Conference, 1990.
- [18] Pranav Patel e Judith Jeevarajan, *Performance and Safety Testing of Varta Li-ion Polymer Cells*, NASA Battery Workshop, 2009.
- [19] *DMP4050SSS - 40V P-Channel Enhancement Mode MOSFET*, Technical Reference, Diodes Inc., 2014.
- [20] R. Leyva et al, *MPPT of Photovoltaic Systems using Extremum Seeking Control*, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2006.
- [21] C. Liu, B. Wu e R. Cheung, *Advanced Algorithm for MPPT Control of Photovoltaic Systems*, Canadian Solar Buildings Conference, Montreal, 2004.
- [22] *30% Triple Junction GaAs Solar Cell Assembly*, Technical Reference, Azurspace Solar Power GMBH, 2012.
- [23] *Energia Fotovoltaica – manual sobre tecnologias, projecto e instalação*, Technical Reference, IST, DGS e UE, 2004.
- [24] C. Liu, M. Krstic, *Stochastic Averaging and Stochastic Extremum Seeking*, 2012.
- [25] *SRP1265A Series - Shielded Power Inductors*, Technical Reference, Bourns, 2015.