



Universidade do Minho
Escola de Engenharia

Fernanda Catarina Lourenço Guedes

**Conversor DC-DC em tecnologia CMOS
para energy harvesting**



Universidade do Minho

Escola de Engenharia

Fernanda Catarina Lourenço Guedes

**Conversor DC-DC em tecnologia CMOS
para *energy harvesting***

Dissertação de Mestrado
Mestrado Integrado em Engenharia Biomédica

Trabalho realizado sob a orientação do
Professor Doutor Luís Miguel Valente Gonçalves

outubro de 2013

DECLARAÇÃO

Nome: Fernanda Catarina Lourenço Guedes

Endereço eletrónico: a52581@alunos.uminho.pt

Número do Bilhete de Identidade: 13353747

Título da Dissertação: Conversor DC-DC em tecnologia CMOS para *energy harvesting*

Orientador: Professor Doutor Luís Miguel Valente Gonçalves

Ano de conclusão: 2013

Designação do Mestrado: Mestrado Integrado em Engenharia Biomédica

É AUTORIZADA A REPRODUÇÃO INTEGRAL DESTA DISSERTAÇÃO APENAS PARA EFEITOS DE INVESTIGAÇÃO, MEDIANTE DECLARAÇÃO ESCRITA DO INTERESSADO, QUE A TAL SE COMPROMETE.

Universidade do Minho, ____ / ____ / _____

Assinatura: _____

“They always say time changes things,
but you actually have to change them yourself.”

Andy Warhol

Agradecimentos

Embora esta dissertação seja um trabalho individual, ninguém vive só neste mundo, e como tal deixo aqui os meus sinceros agradecimentos a todos aqueles que, pelas mais variadas razões, me apoiaram e ajudaram na sua realização.

O trabalho nesta tese foi financiado por fundos do projeto PTDC/EEAELC/114713/2009.

Aos meus pais, por me terem gerado, criado e aturado durante todos estes anos. Sem dúvida que são a minha essência e sem os quais a vida não faria qualquer sentido.

Ao meu orientador, Professor Doutor Luís Miguel Valente Gonçalves, por todo o apoio, disponibilidade, apoio científico, revisão da dissertação e, sobretudo, pela paciência que demonstrou durante todo este percurso.

Às minhas irmãs que sempre me apoiaram e incentivaram incondicionalmente e nunca deixaram de acreditar em mim.

À Janete e ao Jorge, por tudo. Por me terem segurado nos piores dias, por todos os dias destes últimos anos, pela amizade indescritível.

Às manas Suxy e Inês, por terem paciência para os meus dramas, porque mesmo que estejamos juntas há pouco tempo, sempre me apoiaram e deram força para continuar a lutar.

Ao Braga Rugby Feminino, pela compreensão, apoio e sobretudo pelos bons e maus momentos passados dentro e fora de campo.

Aos meus amigos, que durante o meu percurso académico sempre me apoiaram e me proporcionaram os momentos que vão ficar guardados para sempre.

Resumo

As energias renováveis estão a ser cada vez mais utilizadas porque, para além de serem não poluentes, tentando compensar o consumo energético mundial excessivo, permitem o desenvolvimento de novas tecnologias, como por exemplo os sistemas sem fios. É o caso da energia fotovoltaica, na qual é produzida energia elétrica a partir da irradiação solar. No entanto, a corrente e potência produzidas pelas células fotovoltaicas depende muito do valor de irradiação que incide no painel, dessa forma a obtenção de um sistema eficiente de produção de energia elétrica, ainda é muito difícil. Por outro lado, nos sistemas de alimentação autónomos é utilizada uma bateria para armazenamento de energia, que normalmente fornece energia consoante a carga que possui, sendo que a tensão fornecida diminui à medida que a bateria descarrega. Para tentar combater a dependência destes sistemas dos valores da irradiação solar, são utilizados conversores MPPT (*Maximum Power Point Tracker*), que são dispositivos que forçam os equipamentos a trabalhar no ponto de potência máxima.

A presente dissertação tem como principal objetivo o desenho e simulação de um conversor DC-DC integrado com um MPPT em tecnologia CMOS, de dimensões reduzidas e capaz de carregar uma bateria através da energia de um painel fotovoltaico, sempre no seu ponto máximo. A ferramenta utilizada para construir o projeto foi o S-Edit™, um ambiente de programação gráfica para *design* de circuitos, integrado no Tanner EDA's T-Spice™. O circuito apresenta quatro partes, a célula fotovoltaica, o conversor DC-DC, a bateria, e o circuito de controlo. O conversor DC-DC desenhado é um *step-up*, ou seja um elevador de tensão, regulado através da onda de PWM (*Pulse width modulation*) que é, por sua vez, controlada pelo circuito de controlo. O circuito de controlo, compara a corrente fornecida pelo painel à carga, em momentos de tempo diferentes, e incrementa ou decrementa o PWM, se a última corrente medida for menor ou maior que a anterior, respetivamente.

Abstract

Renewable energies are being used more and more because, besides being non-polluting, trying to compensate the world's excessive energy consumption, they allow the development of new technologies like the wireless systems. Photovoltaic energy is a type of renewable energy, producing electric energy from solar irradiation. However the electric current and power produced by photovoltaic cells is too dependent of the irradiation's value that is absorbed by the panel, making it very difficult to attain an efficient energy production system. On the other hand, in autonomous systems, a battery is used for storing energy, which usually provides energy depending on how much energy it possesses. The voltage decreases as the battery discharges. To counter the system's dependence on solar irradiation values, MPPT converters are used. These converters are devices that force the equipments to work on full power.

The main goal of this thesis is to design and simulate a DC-DC converter integrated with a MPPT in CMOS technology, with reduced dimensions and able to charge a battery through a photovoltaic panel always at its maximum point. The tool used for the project's development was S-Edit™, which is a graphic programming environment for circuit designing, integrated in Tanner EDA's T-Spice™. The circuit consists of four parts, the photovoltaic cell, the DC-DC converter, the battery and control circuit. The designed DC-DC converter is a step-up, regulated by PWM wave which is controlled by the control circuit. The control circuit compares the current provided by the panel to the charge, in different moments in time, and increments or decrements the PWM, if the last measured current is smaller or bigger than the previous, respectively

Índice

| | |
|--|-------|
| Agradecimentos | V |
| Resumo | VII |
| Abstract | IX |
| Índice | XI |
| Lista de figuras | XV |
| Lista de tabelas | XIX |
| Lista de abreviatura e siglas | XXI |
| Símbolos | XXIII |
| 1. Introdução | 1 |
| 1.1. Enquadramento | 1 |
| 1.2. Motivação | 1 |
| 1.3. Objetivos | 2 |
| 1.4. Organização da dissertação | 2 |
| 2. Estado da Arte | 3 |
| 2.1. História da célula fotovoltaica | 3 |
| 2.2. História da bateria de lítio | 6 |
| 2.3. Sistemas de alimentação autónomos | 10 |
| 3. Fundamentos teóricos | 13 |
| 3.1. Painéis Fotovoltaicos | 13 |
| 3.1.1. Princípio de funcionamento | 13 |
| 3.1.2. Circuito equivalente de uma célula voltaica | 16 |
| 3.1.3. Rendimento da célula fotovoltaica | 17 |
| 3.1.4. Fator de forma | 17 |

| | |
|---|----|
| Conversor DC-DC em tecnologia CMOS para energy harvesting | XI |
|---|----|

| | | |
|--------|--|----|
| 3.1.5. | Efeito da irradiação solar | 18 |
| 3.1.6. | Efeito da temperatura | 18 |
| 3.1.7. | Adição de células fotovoltaicas em série. | 19 |
| 3.2. | Bateria de Lítio | 20 |
| 3.2.1. | Princípio de funcionamento | 20 |
| 3.2.2. | Técnicas de carga de baterias | 21 |
| 3.3. | Conversores DC-DC | 23 |
| 3.3.1. | Conversor Step Down | 27 |
| 3.3.2. | Conversor Step Up | 28 |
| 3.3.3. | Conversor Up/Down | 29 |
| 3.4. | Algoritmos de seguimento de potência máxima – MPPT | 31 |
| 3.4.1. | Método da Tensão Constante | 31 |
| 3.4.2. | Método da Tensão em Aberto | 32 |
| 3.4.3. | Método da Corrente de Curto-Circuito | 33 |
| 3.4.4. | Método de Perturba e Observa | 34 |
| 3.4.5. | Método da Condutância Incremental | 36 |
| 4. | Projeto, Implementação e Testes | 39 |
| 4.1. | Projeto | 39 |
| 4.2. | Componentes e testes | 39 |
| 4.2.1. | Célula Fotovoltaica | 39 |
| 4.2.2. | Conversor DC-DC | 41 |
| 4.2.3. | Amplificador | 46 |
| 4.2.4. | Controlo | 56 |
| 4.3. | Circuito Final | 82 |
| 5. | Conclusão e Trabalho Futuro | 87 |
| 5.1. | Conclusão | 87 |

| | |
|----------------------|----|
| 5.2. Trabalho Futuro | 88 |
| 6. Bibliografia | 89 |

Lista de figuras

| | |
|---|----|
| Figura 2.1 Alexandre Edmond Becquerel (1820-1891) | 3 |
| Figura 2.2 Extrato da patente da primeira célula solar, registrada em Março de 1954. | 4 |
| Figura 2.3 Primeira aplicação de uma célula solar de silício. | 4 |
| Figura 2.4 Pannel fotovoltaico de CIGS. | 6 |
| Figura 2.5 Bateria de lítio e polímeros da Powerstream. | 9 |
| Figura 2.6 Corte transversal de uma bateria de filme fino. | 9 |
| Figura 2.7 Bateria dobrável KAIST, fornecendo energia a um LED, juntamente com as diferentes camadas que a constituem. | 10 |
| Figura 2.8 a) Bateria em filme fino e b) Kit de captura solar da Cymbet. | 11 |
| Figura 2.9 a) Placa de avaliação da Infinite Power Solutions; b) Solução integrada da Maxim. .. | 12 |
| Figura 3.1 Composição molecular do silício dopado com boro e dopado com fósforo. | 14 |
| Figura 3.2 Relação entre a eficiência e a energia de Bandgap para diferentes semicondutores. . | 15 |
| Figura 3.3 Princípio de funcionamento de uma célula solar. | 15 |
| Figura 3.4 Circuito equivalente de uma célula ideal com um único diodo. | 16 |
| Figura 3.5 Curva I-V característica e ponto de potência máxima de uma célula fotovoltaica [65]. | 17 |
| Figura 3.6 Efeito da diminuição do fator de forma na curva I-V da célula fotovoltaica [64]. | 18 |
| Figura 3.7 Efeito da irradiação solar na curva I-V da célula fotovoltaica [64]. | 18 |
| Figura 3.8 Efeito da temperatura no funcionamento da célula fotovoltaica [64]. | 19 |
| Figura 3.9 Estrutura de um <i>array</i> fotovoltaico. | 19 |
| Figura 3.10 Efeito da adição em série de células fotovoltaicas na curva I-V [64]. | 20 |
| Figura 3.11 Carga e descarga da bateria de lítio [64]. | 21 |
| Figura 3.12 Tensão e corrente na bobine do conversor em modo contínuo. | 24 |
| Figura 3.13 Tensão e corrente na bobine do conversor em modo descontínuo. | 25 |
| Figura 3.14 Tensão e corrente na bobine do conversor no limiar de transição. | 26 |
| Figura 3.15 Circuito DC-DC step down (buck). | 27 |
| Figura 3.16 Circuito DC-DC step up (boost). | 28 |
| Figura 3.17 Circuito DC-DC up-down. | 29 |
| Figura 3.18 Fluxograma do método da tensão constante. | 32 |
| Figura 3.19 Fluxograma do método de tensão em aberto. | 33 |

| | |
|---|----|
| Figura 3.20 Fluxograma do método da corrente de curto circuito..... | 34 |
| Figura 3.21 Fluxograma do método Perturba e Observa. | 35 |
| Figura 3.22 Procura do ponto de potência máximo no método Perturba e Observa. | 35 |
| Figura 3.23 Fluxograma do método condutância incremental. | 37 |
| Figura 4.1 Diagrama de blocos do circuito desenhado. | 39 |
| Figura 4.2 Circuito utilizado para simular a célula fotovoltaica. | 40 |
| Figura 4.3 Variação de V_{oc} para o tempo de simulação..... | 40 |
| Figura 4.4 Característica I-V do circuito utilizado para simular a célula fotovoltaica..... | 40 |
| Figura 4.5 Variação da potência ($I \cdot V_{oc}$) em função da tensão de entrada. | 41 |
| Figura 4.6 Step-up sem condensador..... | 41 |
| Figura 4.7 Simulação no PSIM® do step-up sem condensador. Erro! Marcador não definido. | |
| Figura 4.8 Step-up com condensador paralelo à carga. | 43 |
| Figura 4.9 Simulação no PSIM® do step-up com condensador. | 43 |
| Figura 4.10 <i>Gating Block</i> do <i>PSIM</i> | 44 |
| Figura 4.11 Variação da corrente na carga com o duty cycle. | 45 |
| Figura 4.12 Variação da corrente na entrada com o duty cycle. | 45 |
| Figura 4.13 Variação da tensão na entrada com o duty cycle..... | 46 |
| Figura 4.14 Conversor step-up no <i>S-Edit</i> , com NMOS 220/2. | 46 |
| Figura 4.15 Amplificador operacional <i>rail-to-rail</i> . M13 = 15/5; M14 e M15 = 30/5; restantes NMOS = 20/5 e todos os PMOS = 60/5. | 48 |
| Figura 4.16 Excursão de saída do amplificador sem carga..... | 49 |
| Figura 4.17 Montagem utilizada para determinar excursão de saída com carga ligada à massa. 49 | |
| Figura 4.18 Excursão de saída do amplificador ligado a uma carga de $1M\Omega$ ligada à massa. | 50 |
| Figura 4.19 Excursão de saída do amplificador ligado a uma carga de $400K\Omega$ ligada à massa. 50 | |
| Figura 4.20 Variação da tensão de saída em função da variação da carga ligada à massa. | 51 |
| Figura 4.21 Montagem utilizada para determinar excursão de saída com carga ligada à massa a Vdd. | 51 |
| Figura 4.22 Variação da tensão de saída em função da carga ligada a Vdd..... | 52 |
| Figura 4.23 Amplificador operacional rail-to-rail. | 52 |
| Figura 4.24 Simulação do ganho do amplificador. | 53 |
| Figura 4.25 Variação da tensão de saída com a corrente na carga..... | 54 |
| Figura 4.26 Variação da tensão de saída com a corrente de entrada. | 54 |

| | |
|---|----|
| Figura 4.27 Utilização do amplificador para medição da corrente no circuito a implementar. | 55 |
| Figura 4.28 Simulação da montagem amplificadora aproximada a uma situação real. | 55 |
| Figura 4.29 Montagem utilizada para traçar o diagrama de bode. | 56 |
| Figura 4.30 Diagrama de Bode da montagem amplificadora. | 56 |
| Figura 4.31 Diagrama da máquina de estados do algoritmo de MPPT. | 58 |
| Figura 4.32 Variáveis da máquina de estados do algoritmo MPPT implementado. | 59 |
| Figura 4.33 Máquina de estados do circuito de controlo. | 62 |
| Figura 4.34 Porta lógica NOT. MOSFETs 22/2. | 63 |
| Figura 4.35 Simulação da porta lógica NOT, onde a curva de saída (verde) é o inverso da curva de entrada (laranja). | 63 |
| Figura 4.36 Porta lógica NAND. MOSFETs 22/2. | 64 |
| Figura 4.37 Porta lógica NOR. MOSFETs 22/2. | 65 |
| Figura 4.38 a) Porta AND b) construída a partir de uma NAND ligada a uma NOT. | 65 |
| Figura 4.39 a) Porta OR b) construída a partir de uma NOR ligada a uma NOT. | 66 |
| Figura 4.40 a) Porta XOR b) construída com recurso às portas NAND, OR e AND. | 66 |
| Figura 4.41 Bloco dos estados da com entradas e saídas da máquina. | 67 |
| Figura 4.42 Bit menos significativo que define o estado seguinte da máquina de estados. | 68 |
| Figura 4.43 Segundo bit do estado seguinte da máquina de estados. | 68 |
| Figura 4.44 Terceiro bit do estado seguinte da máquina de estados. | 68 |
| Figura 4.45 Bit mais significativo do estado seguinte da máquina de estados. | 69 |
| Figura 4.46 Variável Sw. | 69 |
| Figura 4.47 Variável de saída Dw. | 69 |
| Figura 4.48 Variável de saída Up. | 70 |
| Figura 4.49 Variável Rs. | 70 |
| Figura 4.50 Valores utilizados na simulação dos estados para as variáveis I (verde) e E (vermelho). | 70 |
| Figura 4.51 Resultados do estado seguinte obtidos para o estado "0000". Os quatro gráficos representam o valor de cada bit, sendo D_0 a curva roxa, D_1 a curva cor-de-rosa, D_2 a verde e D_3 a curva vermelha. | 71 |
| Figura 4.52 Resultados obtidos das variáveis de saída para o estado "0000". Up corresponde à curva roxa, Dw à cor-de-rosa, Rs à verde e Sw à vermelha. | 71 |
| Figura 4.53 a) Flip-Flop D e b) Latch D. | 72 |

| | |
|--|----|
| Figura 4.54 Espera..... | 73 |
| Figura 4.55 Simulação Espera..... | 74 |
| Figura 4.56 Flip.flop D com clear e preset..... | 74 |
| Figura 4.57 Gerador de PWM..... | 75 |
| Figura 4.58 Contador síncrono de 3 bits..... | 76 |
| Figura 4.59 Simulação do contador síncrono de 3 bits..... | 76 |
| Figura 4.60 Comparador palavra binária..... | 77 |
| Figura 4.61 Valores comparados na simulação do comparador de 3 bits..... | 77 |
| Figura 4.62 Resultados da simulação do comparador de 3 bits..... | 78 |
| Figura 4.63 Bloco de comparação de 1 bit..... | 79 |
| Figura 4.64 Contador síncrono Up-Down..... | 80 |
| Figura 4.65 Simulação do contador up-down..... | 80 |
| Figura 4.66 Flip-flop JK..... | 81 |
| Figura 4.67 Simulação flip-flop JK..... | 81 |
| Figura 4.68 Circuito final. $M1=220/2$ e $M2=0.7/0.7$ | 82 |
| Figura 4.69 Simulação global I – Relógio <i>clk</i> utilizado nos blocos Espera, Controlo e contador <i>up-down</i> (azul); saída <i>Rs</i> da máquina de estados (vermelho) e saída <i>E</i> do bloco Espera (verde). | 83 |
| Figura 4.70 Simulação global II – resultados obtidos para as saídas da máquina <i>Up</i> (verde), <i>Dw</i> (cor-de-rosa) e <i>Sw</i> (azul) e valor simulado da variável <i>I</i> (vermelho). | 84 |
| Figura 4.71 Simulação global III - contagem efetuada pelo contador up-down. | 84 |
| Figura 4.72 Simulação global IV – primeira alteração da largura de onda de PWM, correspondente ao primeiro pulso <i>Up</i> , aos $104\mu s$ | 85 |
| Figura 4.73 Simulação global V – segunda alteração da largura de onda do PWM, correspondente ao segundo pulso <i>Up</i> , aos $168\mu s$ | 85 |
| Figura 4.74 Simulação global VI – terceira alteração da largura de onda do PWM, correspondente ao primeiro pulso <i>Dw</i> , aos $312\mu s$ | 86 |

Lista de tabelas

| | |
|---|----|
| Tabela 2.1 Materiais constituintes das principais células fotovoltaicas. | 5 |
| Tabela 2.2 Vantagens e desvantagens da bateria de íões de lítio..... | 8 |
| Tabela 2.3 Vantagens e desvantagens da bateria de lítio e polímeros..... | 8 |
| Tabela 2.4 Densidade energética de diferentes transdutores. | 10 |
| Tabela 3.1 Propriedades do átomo de Lítio. | 20 |
| Tabela 3.2 Métodos de carga de baterias. | 22 |
| Tabela 4.1 <i>Switching points</i> e referente duty cycle..... | 44 |
| Tabela 4.2 Tabela de Verdade das entradas da máquina de estados. | 60 |
| Tabela 4.3 Tabela de Verdade das saídas da máquina de estados. | 61 |
| Tabela 4.4 Tabela de Verdade da porta lógica NOT. | 62 |
| Tabela 4.5 Tabela de Verdade da porta lógica NAND. | 64 |
| Tabela 4.6 Tabela de Verdade da porta lógica NOR. | 65 |
| Tabela 4.7 Tabela de Verdade da porta lógica AND. | 65 |
| Tabela 4.8 Tabela de Verdade da porta lógica OR. | 66 |
| Tabela 4.9 Tabela de Verdade da porta lógica XOR. | 66 |
| Tabela 4.10 Tabela de verdade do flip-flop D com clear e preset..... | 75 |
| Tabela 4.11 Tabela de verdade do comparador palavra binária. | 79 |

Lista de abreviatura e siglas

| Abreviaturas e Siglas | Descrição |
|-----------------------|---|
| CCM | Continuous conduction mode |
| CMOS | Complementary metal-oxide-semiconductor |
| DC | Direct current |
| DCM | Discontinuous conduction mode |
| FF | Fill factor |
| MOSFET | Metal oxide semiconductor field effect transistor |
| MPPT | Maximum power point tracker |
| NMOS | N-type metal-oxide semiconductor |
| PMOS | P-type metal-oxide semiconductor |
| PWM | Pulse width modulation |

Símbolos

| | |
|-----------|------------------------------|
| η | Rendimento |
| E_{GAP} | Energia |
| E | Irradiação solar |
| k | 10^3 |
| K | Constante |
| I | Corrente |
| Li^+ | ião de lítio |
| M | Fator de idealidade do díodo |
| q | Carga eletrão |
| R | Resistência |
| T | Temperatura |
| V | Tensão |
| Δ | Duty cycle |

1. Introdução

1.1. Enquadramento

A presente dissertação insere-se na última fase do ciclo de estudos do Mestrado Integrado em Engenharia Biomédica, e tem como objetivo a realização de um trabalho individual de investigação e/ou desenvolvimento, de forma a desenvolver capacidade de iniciativa, criação e desenvolvimento por parte do lecionado, bem como a sua análise crítica.

Esta dissertação enquadra-se na área da microeletrónica, e tem como objetivo o desenvolvimento de um conversor DC-DC em tecnologia CMOS, acoplado a um MPPT de dimensões reduzidas, para maximizar o rendimento de carregamento de uma bateria a partir de uma célula fotovoltaica.

1.2. Motivação

Atualmente, a produção e armazenamento de energia são duas áreas onde a investigação e desenvolvimento de tecnologias são imperativas, de modo a fazer frente ao excessivo aumento do consumo energético mundial. As ações têm passado por reduzir os consumos, bem como pelo aumento da eficiência energética dos equipamentos, levando ao desenvolvimento de fontes de alimentação de baixa potência e elevada flexibilidade de integração.

As tecnologias que utilizam a energia solar, como a energia fotovoltaica, são das que mais têm sido desenvolvidas, já que surgem como uma solução para as deficiências energéticas existentes, pois transformam diretamente uma fonte de energia inesgotável em energia elétrica. A eficiência de conversão depende do painel fotovoltaico que gera energia, mas também de fatores externos, como a irradiação e a temperatura. Daí que seja importante a investigação e desenvolvimento de algoritmos de MPPT, para forçar os dispositivos a trabalhar na sua potência máxima.

Este tipo de tecnologia está extremamente associada a sistemas autónomos, uma vez que produzem energia elétrica sem necessidade de estarem ligados à rede, não necessitando de qualquer suporte energético. Deste modo, vêm combater a falta de energia em locais onde não há alcance da rede elétrica pública, permitir o seu uso em sistemas portáteis e novas aplicações.

O desenvolvimento de circuitos em tecnologia CMOS torna-se atrativo, na medida em que é uma tecnologia de construção de circuitos integrados, que apresenta baixos consumos de energia e alta densidade de integração.

1.3. Objetivos

Através da utilização da tecnologia CMOS, pretende-se desenvolver o *design* de um conversor DC-DC integrado com um MPPT, capaz de carregar uma bateria através da energia de um painel fotovoltaico, sempre no seu ponto máximo.

De modo a atingir o objetivo final do projeto foram efetuadas diferentes tarefas. Em primeiro lugar foi efetuado o estudo do estado da arte de conversores MPPT e painéis solares. Posteriormente efetuou-se o desenho e simulação de um conversor DC-DC step-up. O passo seguinte passou pela escolha do algoritmo MPPT. Tendo em conta o algoritmo escolhido a desenvolver foram então realizados o desenho e simulação dos componentes digitais e o desenho e simulação dos componentes analógicos. Uma vez concluídos os desenhos dos circuitos passou-se à fase de integração, simulação e otimização dos diferentes módulos. A última fase do trabalho passou pela escrita da dissertação.

1.4. Organização da dissertação

A presente dissertação encontra-se dividida em cinco capítulos. O primeiro contém o enquadramento da dissertação e os objetivos que motivaram a sua concretização. Para além disso, define quais os objetivos propostos, bem como a sua organização. O segundo capítulo apresenta o estado da arte dos temas abordados, nomeadamente dos painéis fotovoltaicos, baterias de lítio e sistemas de alimentação autónomos. No terceiro capítulo, são apresentados os princípios de funcionamento da célula fotovoltaica e da bateria de lítio. São resumidos os principais conversores DC-DC, algoritmos de MPPT e principais técnicas de carga de baterias.

No quarto capítulo, é apresentado o algoritmo MPPT escolhido para desenvolver no projeto, bem como os testes e resultados efetuados para os diferentes componentes que o constituem. Por fim, no último capítulo, apresentam-se as principais conclusões do trabalho efetuado, assim como se definem novas ações para trabalho futuro.

2. Estado da Arte

2.1. História da célula fotovoltaica

Em 1839, um físico francês, A.E. Becquerel (Figura 2.1), foi o primeiro a reconhecer o efeito fotoelétrico, ao observar o fluxo de corrente através de um eletrodo de platina, revestido com cloreto de prata, numa solução condutora de ácido nítrico, quando exposto à luz.



Figura 2.1 Alexandre Edmond Becquerel (1820-1891)

O mesmo efeito foi observado décadas mais tarde, em 1876, por W.G. Adams e R.E. Day, que descobriram que o selênio produzia eletricidade perante a incidência de luz [1]. A primeira célula fotovoltaica foi desenvolvida com uma célula de selênio, numa fina camada de ouro, por Charles Fritts, em 1883, cujo rendimento se situava abaixo de 1%.

A primeira célula fotovoltaica de utilização prática (Figura 2.2) constituída por silício foi realizada nos laboratórios da empresa “Bell Laboratories”, em 1954, pelo químico Calvin Fuller, auxiliado pelo físico Gerald Pearson e pelo engenheiro Daryl Chapin. Após Fuller ter desenvolvido o processo de dopagem de um material, de forma a controlar as suas propriedades elétricas, Pearson produziu um material constituído por uma junção p-n, com o objetivo de criar um campo elétrico nesta. Enquanto caracterizava eletricamente o material, Pearson descobriu a presença de uma corrente elétrica quando este se encontrava exposto à luz solar. Surgiu assim a primeira célula fotovoltaica que apresentava rendimentos na ordem dos 4%, ao contrário do rendimento de 1% obtido na célula de selênio [2].

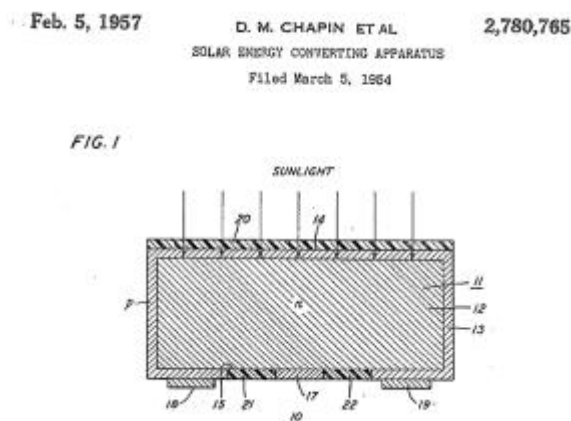


Figura 2.2 Extrato da patente da primeira célula solar, registada em Março de 1954.

Ao alterar o componente do substrato n de gálio para arsénio, e uma difusão de boro no substrato p, Fuller obteve uma célula com rendimento de 6%. [2]

Em 1955, na Geórgia, Estados Unidos da América, surgiu a primeira aplicação de uma célula solar de silício, como fonte de alimentação de uma rede telefónica local (Figura 2.3). [3]



Figura 2.3 Primeira aplicação de uma célula solar de silício.

A aplicação prática dos painéis solares não foi bem-sucedida, devido aos custos de produção elevados e à baixa rentabilidade. Os elevados custos de produção deviam-se ao facto do processo de fabrico monocristalino levar a imensos desperdícios durante o processo de corte em bolachas finas (wafers) e aos custos de produção por si só. Apenas a indústria aeroespacial continuou a investir na sua utilização como fonte de energia para alimentar satélites, embora com alguma relutância [4, 5]. A NASA incorporou células solares como *back-up* de uma pilha convencional, no *Vanguard 1*, lançado em Março de 1958. Este satélite manteve-se operacional durante oito anos, apesar da sua pilha química ter falhado. E foi o painel com cerca de 100 cm², que produzia quase 0,1 W, que manteve o transmissor de 5 mW em funcionamento, para além das expectativas. Também a União Soviética decidiu na altura investir neste campo, tendo lançado dois meses depois o *Sputnik-3*, que também incorporava células solares. A partir desta

altura, depois da demonstração de fiabilidade, durabilidade e do baixo peso, muitos outros decidiram investir, ao ponto de, hoje em dia, todos os veículos espaciais serem equipados com células fotovoltaicas [6].

A partir de 1960, começou a substituição do contacto formal único por uma rede de contactos mais finos e espalhados, com recurso à serigrafia e à técnica de deposição por evaporação de materiais em vácuo. Desta forma, os custos de produção foram reduzidos, assim como a resistência série, e a eficiência foi aumentada [6, 7].

Em 1973, os países do Médio Oriente pertencentes à OPEP, que estavam em guerra com Israel, subiram o preço do petróleo quatro vezes, originando uma nova crise petrolífera. Levando a que as indústrias questionassem a dependência do petróleo, dando importância às energias renováveis e logo à pesquisa e desenvolvimento dos painéis fotovoltaicos. Os novos desenvolvimentos passaram pela utilização de silício policristalino ou amorfo, e pela utilização de novos métodos de produção de silício com menos desperdícios, já que este passou a ser produzido diretamente em filme fino [7].

Uma das primeiras empresas a disponibilizar painéis fotovoltaicos para o público geral, aplicados em boias de navegação e sistemas de telecomunicações, foi a atual BP Solar, fundada em 1973 por Joseph Lindmeyer e Peter Varadi, na altura denominada de Solarex [8].

Hoje em dia, existem várias células fotovoltaicas presentes no mercado, cuja designação advém do seu principal material constituinte. A Tabela 2.1 enumera os principais tipos de células, assim como as suas principais vantagens e desvantagens [9-11].

Tabela 2.1 Materiais constituintes das principais células fotovoltaicas.

| Material | Vantagens | Desvantagens |
|--|--|--|
| Silício cristalino (c-Si) | Elevado rendimento | Elevados custos de produção |
| Silício amorfo (a-Si) | Custos de produção reduzidos | Baixo rendimento; Facilmente degradável |
| Silício Policristalino | Custos de produção inferiores ao do silício cristalino | Rendimento inferior ao do silício cristalino |
| Telureto de Cádmio (CdTe) | Elevado rendimento teórico; | Ainda com baixo rendimento; |
| Sulfeto de Cádmio (CdS) | Baixo custo de fabrico | Materiais poluentes |
| Arsieneto de Gálio (GaAs) | Rendimento elevado | Elevados custos de produção |
| CIGS – Cobre Índio Gálio | Elevada tolerância à radiação; | Recurso a materiais raros (Índio); |
| Selénio – [Cu(In,Ga)Se₂] | Rendimento elevado | Elevados custos de produção |

Atualmente, a tecnologia predominante dos painéis solares é o substrato rígido, no entanto os painéis de filme fino flexível apresentam-se como uma nova tendência (Figura 2.4), sendo os materiais mais utilizados o Silício Amorfo, Telureto de Cádmio e CIGS e cujas vantagens são [12-17]:

- Elevada flexibilidade.
- Elevada resistência.
- Baixo peso.
- Baixo custo.
- Facilidade de integração em diversos tipos de superfícies.

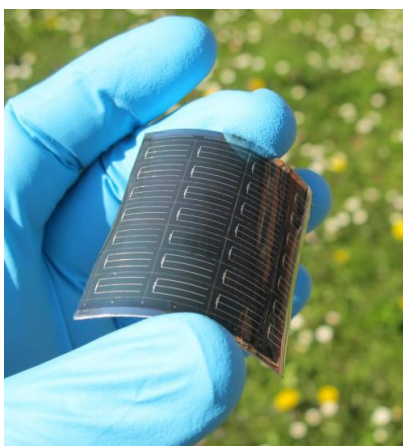


Figura 2.4 Painel fotovoltaico de CIGS.

Nesta tecnologia, o material semicondutor pode ser impresso tanto num substrato metálico, como num polímero], tornando-os extremamente flexíveis. Quanto ao rendimento energético, para módulos CIGS em substratos de polímero, já foram registados valores relativamente elevados, aproximadamente 19%, muito próximo do valor apresentado pelos módulos de silício (25%), contudo ainda muito longe do rendimento teórico máximo (87%) [14, 15, 17-20].

2.2. História da bateria de lítio

Em 1800, foi inventada a primeira bateria, por Alessandro Volta, descoberta que teve por base estudos realizados por Luigi Galvani, sobre a existência de eletricidade em organismos vivos [21, 22].

A origem da bateria de lítio remonta ao ano de 1913, quando G.N. Lewis usou pela primeira vez elétrodos compostos por lítio [23]. Devido à crescente procura de pilhas de alta densidade, W.S Harris criou, em 1958, o primeiro sistema de lítio, enquanto estudava a condutibilidade e solubilidade de sais inorgânicos, estudo no qual utilizou um ânodo de lítio e um cátodo composto por carbono [24]. Em estudos efetuados na década de 60, observou-se que para se obter um potencial acima dos 3V, o cátodo teria de ser constituído por agente oxidante forte, como o dióxido de manganês (MnO_2). Na década seguinte, foi lançada para o mercado a primeira pilha de lítio primária não recarregável pela empresa Sanyo. Esta pilha era composta por lítio e dióxido de manganês ($LiMnO_2$) [25, 26].

Foi também na década de 70, que a empresa Exxon Company, começou a fabricar a bateria de lítio secundária (recarregável), cujo cátodo era composto por dissulfeto de lítio e titânio ($LiTiS_2$). Em 1980, baterias de lítio com cátodos de dissulfeto de lítio e molibdénio ($LiMoS_2$), com densidade gravimétrica de 61 Wh/kg foram comercializadas pela Moli Energy. Contudo deixaram de ser utilizadas em pouco tempo, pois executavam poucos ciclos de carga. Mais tarde, foi a Taridan que lançou uma bateria com um cátodo de $LiMnO_2$, mas apesar de apresentar uma densidade gravimétrica na ordem dos 230 Wh/kg, deixou de ser produzida por questões de segurança [24].

A primeira bateria de iões de lítio (Li-Ion) foi introduzida pela Sony, em 1991 [27]. Um ião de lítio (Li^+) é um átomo com carga elétrica positiva, que em reação resulta na perda de um eletrão. Com $LiCoO_2$, possuía uma tensão de funcionamento de 4,2V e 3,6V [28]. Esta bateria difere da bateria de lítio convencional na medida em que o ânodo em vez de ser constituído por lítio metálico passa a ser constituído por um composto carbónico. As vantagens e desvantagens da bateria de iões de lítio estão apresentadas na Tabela 2.2 [29].

Tabela 2.2 Vantagens e desvantagens da bateria de íões de lítio.

| Bateria de íões de Lítio | |
|--------------------------------------|---|
| Vantagens | Desvantagens |
| Tensão elevada | Necessita de circuitos de proteção para tensão e corrente |
| Sem efeito de memória | |
| Elevado número de ciclos de carga | Desgaste mesmo sem utilização |
| Opera numa larga gama de temperatura | |
| Taxa de auto descarga lenta | |
| Elevada densidade gravimétrica | Fabrico dispendioso |
| Elevada capacidade volumétrica | |

Em 1998, a Sony lançou para o mercado a bateria de polímeros de íões de lítio (Li-Po), que deixam de utilizar um eletrólito líquido, como as baterias de íões de lítio, e passam a utilizar um eletrólito de polímeros em gel [30, 31]. Este não conduz corrente elétrica, mas permite a passagem dos íões de lítio. As suas vantagens e desvantagens em relação à bateria de íões de lítio estão presentes na Tabela 2.3 [32].

Tabela 2.3 Vantagens e desvantagens da bateria de lítio e polímeros.

| Bateria de Li-Po | |
|---|---|
| Vantagens | Desvantagens |
| Possível produzir baterias de dimensões reduzidas (décimo de milímetro) | Densidade energética e menor número de ciclos |
| Flexibilidade quanto ao formato a ser fabricado | Custo de fabrico superior |
| Baixo peso | Não existe normalização do tamanho |
| Maior segurança: maior resistência a sobrecargas e menor risco de fugas de eletrólito | Elevada relação custo-energia |

Para além das vantagens apresentadas, as baterias Li-Po apresentam elevada resistência física, podendo sofrer graves danos sem sofrerem riscos de fogo ou explosão [33]. São, atualmente, comercializadas por várias empresas, como é o caso da Powerstream (Figura 2.5) e da Solicore [34, 35].

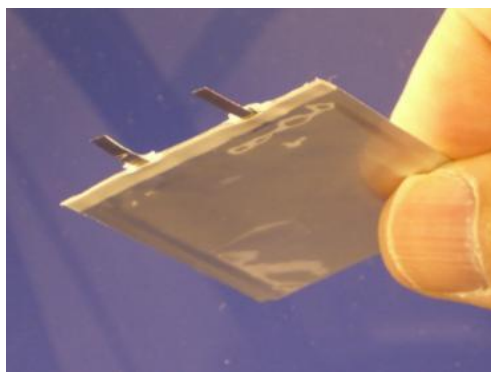


Figura 2.5 Bateria de lítio e polímeros da Powerstream.

A necessidade de fontes de energia nos dispositivos eletrônicos e consequente redução das suas dimensões levou a que fossem produzidas baterias de lítio em estado sólido na tecnologia de filme fino, sendo que as primeiras de uso prático foram lançadas pela Hitachi em 1982 [36, 37]. São construídas com técnicas de deposição de filmes finos, conseguindo espessuras extremamente reduzidas, aproximadamente $15\ \mu\text{m}$ [38]. A Figura 2.6 mostra o corte transversal de uma bateria de filme fino em estado sólido.

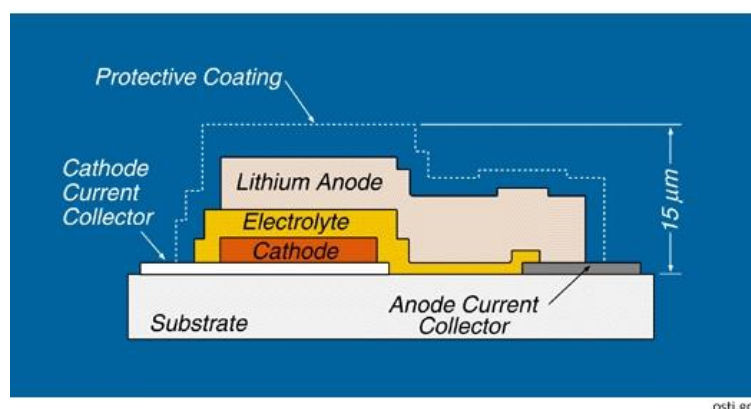


Figura 2.6 Corte transversal de uma bateria de filme fino.

As baterias de lítio em filme fino são fáceis de integrar em componentes eletrônicos tais como circuitos integrados, entre outros, uma vez que são fáceis de miniaturizar [39]. Recentemente, têm sido produzidas pilhas de elevada densidade de corrente (mA/cm^2) e com elevada estabilidade a longo prazo, o que permite realizar milhares de ciclos de carga [40]. Comercialmente, podem ser encontradas na Cymbet e Infinite Power Solutions [41, 42].

Atualmente, o desenvolvimento de novas baterias anda a par com a tecnologia dos nano materiais, com resultados promissores, já que as dimensões reduzidas dos componentes que constituem a bateria permitem uma transferência de iões mais rápida, levando a um aumento da potência fornecida [43].

Em 2012, um grupo de investigadores da Korea Advanced Institute of Science and Technology (KAIST), apresentou uma bateria de lítio completamente flexível (Figura 2.7), baseada em materiais sólidos, com uma densidade energética de $2.2 \times 10^3 \mu\text{Wh}/\text{cm}^3$ a um rácio de $46.5 \mu\text{A}/\text{cm}^2$ (0.5 C), num embrulho de polímero. Os investigadores acreditam ser a primeira bateria que é totalmente funcional independentemente da forma em que esta se encontra [44].

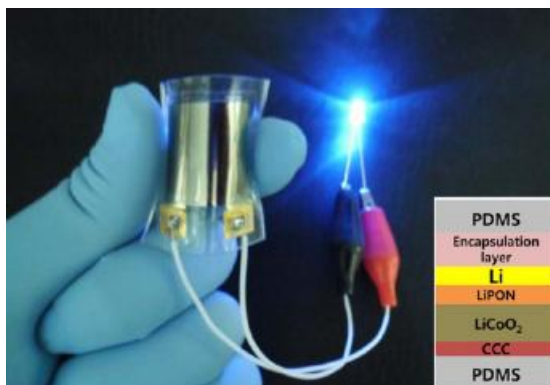


Figura 2.7 Bateria dobrável KAIST, fornecendo energia a um LED, juntamente com as diferentes camadas que a constituem.

2.3. Sistemas de alimentação autónomos

Os sistemas autónomos de alimentação são sistemas concebidos para alimentar um conjunto de cargas sem presença obrigatória da rede elétrica pública. O facto de os equipamentos não necessitarem de estar ligados à rede, dota-os de flexibilidade quanto à sua utilização, sendo que a grande desvantagem reside na baixa autonomia, pelo que há a necessidade de recarregamento ou substituição. A combinação de tecnologias que utilizam recursos inesgotáveis e gratuitos, como a radiação solar e o vento, surgem como uma solução viável, para satisfazer de forma sustentável as necessidades de consumo, apresentando custos de operação e manutenção inferiores aos dos geradores a *díese*/[45]. A Tabela 2.4 apresenta a densidade energética de alguns transdutores [46].

Tabela 2.4 Densidade energética de diferentes transdutores.

| Transdutor | Densidade energética |
|---|-------------------------------|
| Células fotovoltaicas (no exterior ao meio dia) | 15 mW/cm ² |
| Piezoelétrico (implantes no calçado) | 330 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ |
| Termoelétrico (gradiente de 10°C) | 40 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ |
| Som acústico (100 dB) | 960 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ |

No ano de 1988, R. G. Little submeteu uma patente para a construção de uma bateria de filme fino integrado com uma célula fotovoltaica, com recurso a técnicas de deposição. A célula fotovoltaica convertia energia solar em energia elétrica para carregar a bateria [47].

Em 2007, foram feitos desenvolvimentos para construir um protótipo de um sistema autónomo, por um conjunto de empresas juntamente com a Universidade de Johannes Kepler (Linz, Áustria) e com a Universidade de Tecnologia (Tallin, Estónia). Este consistia numa bateria de polímeros de lítio, que se auto recarregava, uma vez que integraram uma célula fotovoltaica flexível com um circuito de gestão de carga [48].

Dois anos mais tarde, a cooperação entre investigadores de diversas universidades dinamarquesas, deu origem à criação e desenvolvimento de uma fonte de energia luminosa de baixo custo. O protótipo consistia num painel fotovoltaico flexível, leds e duas baterias de polímeros e lítio também flexíveis. O painel, para além de permitir a carga das baterias através de um díodo, servia também de substrato para todo o circuito elétrico [49].

Em 2010, investigadores da Universidade de Michigan desenvolveram um sensor de pressão e temperatura autónomo com apenas 8,75 mm³, composto por duas células solares de 1 mm² em série, uma bateria de 12 µAh da empresa Cymbet, uma unidade integrada de gestão de energia e uma unidade de processamento e memória. Tinha como objetivo, ser aplicado na monitorização da pressão e temperatura do globo ocular [50].

A Cymbet apresenta atualmente várias soluções de sistemas de alimentação autónomos, baseados em energias renováveis. Os módulos CBC3105, CBC3112 e CBC3150 são constituídos por uma bateria de filme fino em estado sólido de 5 µAh, 12 µAh e 50 µAh, respetivamente, com módulo de gestão de energia integrado. Podem ser acoplados painéis fotovoltaicos de reduzidas dimensões aos sistemas como fonte de energia. Para além disso, a Cymbet disponibiliza também *kits* de desenvolvimento, como no caso do CBC-EVAL-08, que consiste num painel solar, módulo de gestão de energia e duas baterias de 50 µAh ligadas em paralelo [51].

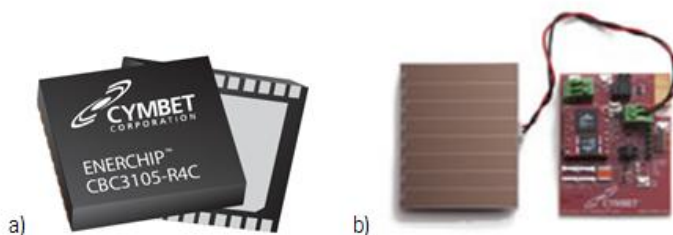


Figura 2.8 a) Bateria em filme fino e b) Kit de captura solar da Cymbet.

A Infinite Power Solutions, fabricante de baterias de filme fino flexíveis e recarregáveis, comercializa um kit de avaliação constituído por uma bateria de 0,7 mAh, pelo circuito integrado 17710 da Maxim com a função de gestão energética, e um painel solar. Este kit aceita valores de entrada valores de tensão entre 0,2 V e 5 V, e produz 150 mW de potência máxima [52].

A Maxim apresentou uma solução integrada, usando o circuito integrado 17710 supracitado, uma bateria flexível da marca Infinite Power Solutions de 4 V e 1 mAh de capacidade e um painel solar.

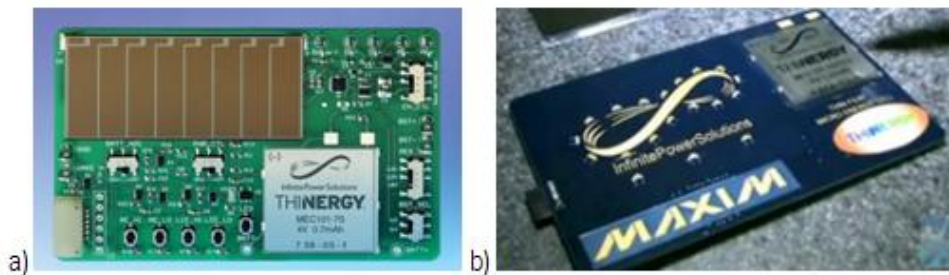


Figura 2.9 a) Placa de avaliação da Infinite Power Solutions; b) Solução integrada da Maxim.

A Silicon Labs comercializa um *kit* constituído por um módulo wireless, um painel solar, uma bateria, e um circuito de gestão de energia, permitindo que este funcione de forma autónoma. O módulo *wireless* permite que os dados de monitorizados previamente de temperatura, luminosidade e carga da bateria, sejam enviados para um computador [53].

3. Fundamentos teóricos

3.1. Painéis Fotovoltaicos

3.1.1. Princípio de funcionamento

Um painel fotovoltaico é um dispositivo que utiliza energia solar para a produção de energia elétrica. É constituído por várias células fotovoltaicas, conversores DC-DC, controladores e baterias [54].

As células podem ligadas em série e em paralelo, e as mais comuns são constituídas por duas camadas de um material semicondutor, geralmente silício, em que a camada mais superficial possui menor espessura que a camada inferior. [55]

O silício pertence ao grupo IV da tabela periódica, que possui quatro eletrões de valência, disponíveis para formar ligações a outros átomos. A sua rede cristalina organiza-se segundo o cudo de faces centradas, e as ligações entre átomos são covalentes. Para além de existir em abundância na crosta terrestre, o processo de produção é relativamente simples. Quanto às suas propriedades óticas, a absorção depende do comprimento de onda da radiação incidente. Quanto maior o comprimento de onda, menor a absorção por parte do silício [56].

Como referido anteriormente, o silício é um material semicondutor, cujos eletrões de valência quando excitados por uma fonte externa, tal como o calor ou a irradiação, podem passar facilmente para a banda condutora. Este processo origina cargas positivas no material e os eletrões ficam livres para circular até encontrarem outras cargas positivas (lacunas) [57]. É neste momento que o silício se torna um material condutor, embora a desordem dos movimentos dos eletrões não permita a geração de corrente elétrica [56].

Para que exista corrente elétrica a circular é necessário dopar o silício com dois elementos distintos para se poder formar a junção p-n. Geralmente é utilizado boro para formar a zona condutora do tipo p, uma vez que possui três eletrões de valência. Enquanto para formar a zona condutora do tipo n é utilizado fósforo, pelos seus cinco eletrões de valência (Figura 3.1) [58]. Como o átomo de silício possui um eletrão de valência a menos que o átomo de fósforo, os dois átomos formam quatro ligações entre si, permitindo que um dos eletrões do fósforo possa circular livremente. Da mesma forma, o boro possui um eletrão de valência a menos que o silício, formando apenas três ligações, o que gera uma carga positiva [59].

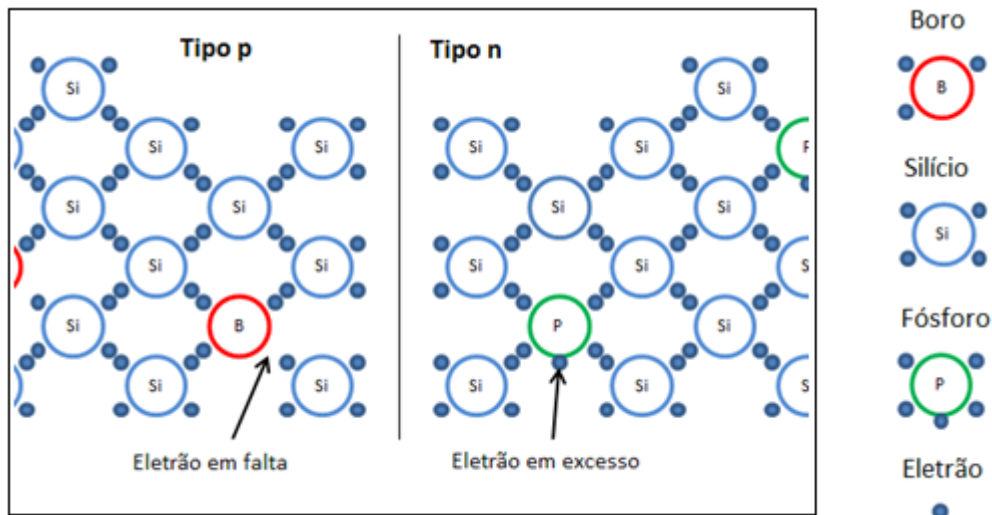


Figura 3.1 Composição molecular do silício dopado com boro e dopado com fósforo.

Quando se juntam os dois tipos de substratos em contacto, há atração entre cargas opostas, ou seja, os elétrões livres do substrato tipo n e as lacunas do substrato tipo p movem-se para a junção. A região do meio onde não há silício dopado chama-se zona de depleção. Como um dos seus lados está carregado negativamente e o outro positivamente, gera-se um campo elétrico sobre a zona de depleção [60].

Para gerar eletricidade através da luz solar, os fotões incidentes têm de ter energia suficiente para excitar os elétrões de valência da estrutura molecular do silício para a camada de condução. Encontrando-se agora na camada mais superficial do átomo, a energia necessária para gerar um elétron livre é extremamente reduzida, criando assim pares de lacunas (cargas positivas) e elétrões livres [60, 61]. Uma vez que o elétron se encontrar livre, este é atraído para o substrato do tipo n, gerando a corrente.

Nem todos os fotões conseguem criar um par elétron-lacuna. Apenas os fotões que possuem energia suficiente para retirar o elétron da camada de valência do seu átomo. A energia necessária para fazer passar um elétron da banda de valência para a banda de condução é denominada de Bandgap (E_{GAP}), medida em elétron-volt (eV), e difere de material para material (Figura 3.2). Por exemplo, a quantidade de energia necessária para retirar um elétron de valência de um átomo de silício (Si) é 1.1 eV. Logo, para um fotão retirar um elétron de um átomo de silício tem de ter energia superior a 1.1 eV, e a quantidade de energia excedentária é perdida sob a forma de calor [60].

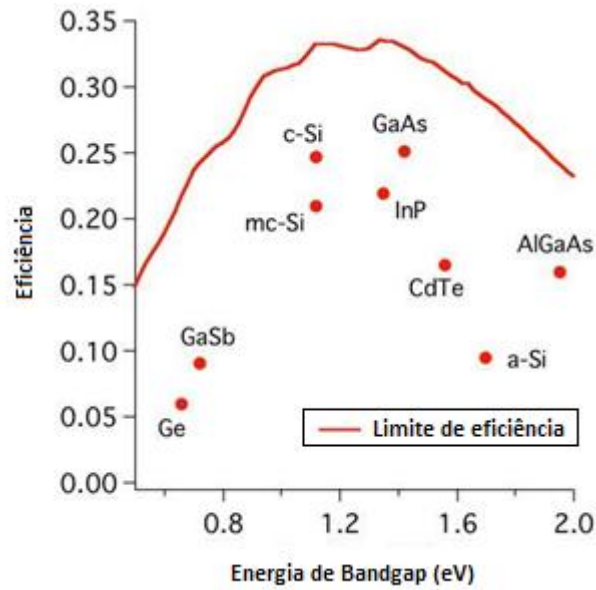


Figura 3.2 Relação entre a eficiência e a energia de Bandgap para diferentes semicondutores.

Para poder alimentar uma carga, é necessário fechar o circuito, que pode ser feito através da inserção de dois terminais, um em cada tipo de substrato do silício [62]. É este o princípio de funcionamento de uma célula fotovoltaica, representado na Figura 3.3.

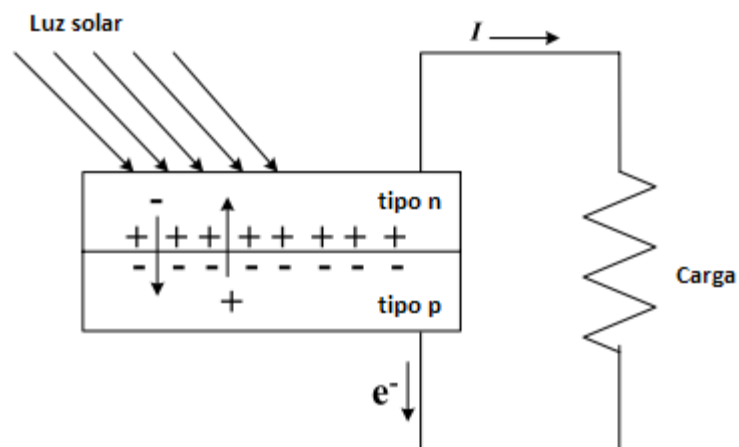


Figura 3.3 Princípio de funcionamento de uma célula solar.

3.1.2. Circuito equivalente de uma célula voltaica

Um circuito equivalente para uma célula fotovoltaica pode ser o representado na Figura 3.4. Este é constituído por uma fonte de corrente, equivalente à corrente produzida pela irradiação incidente na superfície da célula. A corrente produzida apresenta como característica o facto de ser constante para valores constantes de irradiação. O diodo representa a junção p-n referida anteriormente, e é atravessado por uma corrente I_d , gerando uma tensão V aos seus terminais, que é a tensão de saída da célula fotovoltaica.

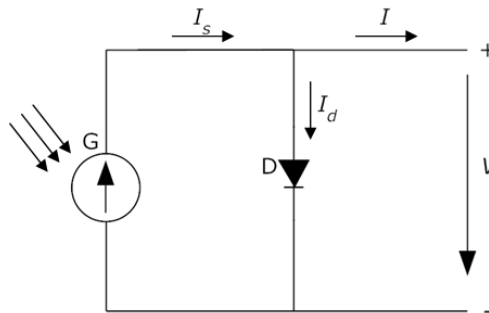


Figura 3.4 Circuito equivalente de uma célula ideal com um único diodo.

As características I-V da célula solar ideal são:

$$I = I_s - I_0 \left(e^{\frac{qV}{mkT}} - 1 \right) \quad (3.1)$$

Onde I_0 é corrente de saturação inversa do diodo, m é o fator de idealidade do diodo, q é a carga elétrica do eletrão, k é a constante de Boltzman, e T a temperatura da célula.

Uma célula solar pode pelo menos ser caracterizada pela corrente de curto-circuito e tensão em circuito aberto, I_{SC} e V_{OC} , respectivamente, e pelo factor de idealidade do diodo. Para as mesmas condições de irradiação e temperatura da junção p-n, a corrente em curto-circuito, I_{SC} , atinge o valor máximo de corrente gerada pela célula (3.2). Nas mesmas, a tensão em aberto, V_{OC} , é o maior valor de tensão aos terminais da célula (3.3) [63].

$$I_{SC} = I = I_s, \text{ para } V = 0 \quad (3.2)$$

$$V = V_{OC} = \frac{mkT}{q} \ln \left(1 + \frac{I_{SC}}{I_0} \right), \text{ para } I = 0 \quad (3.3)$$

A potência de saída é dada por:

$$P = V \left[I_{SC} - I_0 \left(e^{\frac{qV}{mkT}} - 1 \right) \right] \quad (3.4)$$

Os modelos matemáticos apresentados são utilizados para determinar as características I-V da célula e potência máxima do painel, que ocorre à tensão de funcionamento V_{MPP} , como se pode observar nos gráficos da Figura 3.5. O ponto de potência máxima designa-se de MPP (Maximum Power Point).

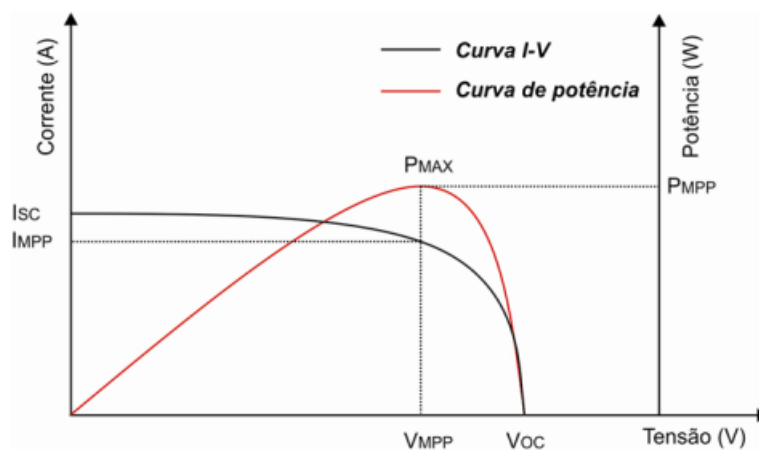


Figura 3.5 Curva I-V característica e ponto de potência máxima de uma célula fotovoltaica [65].

3.1.3. Rendimento da célula fotovoltaica

O rendimento de uma célula fotovoltaica obtém-se através do quociente entre a potência de saída e a potência de entrada do painel (3.5). Alguns fatores afetam o seu valor, como a temperatura da célula e coeficiente de absorção do material utilizado.

$$\eta(\%) = \frac{P_o}{P_i} \times 100 \quad (3.5)$$

3.1.4. Fator de forma

A corrente de curto-circuito e a tensão em aberto são a corrente e tensão máxima de uma célula solar, prospectivamente. Contudo, em ambos os pontos de operação, a potência da célula é zero. O fator de forma (FF), é o parâmetro que, em conjunto com V_{OC} e I_{SC} , determina a potência máxima da célula solar. O FF é definido como o rácio da potência máxima do painel pelo produto de V_{OC} e I_{SC} (3.6).

$$FF = \frac{V_{MPP} \times I_{MPP}}{V_{CO} \times I_{SC}} \quad (3.6)$$

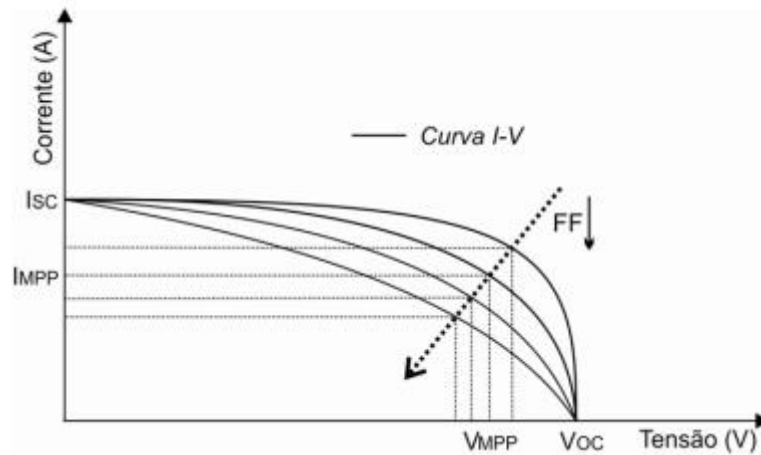


Figura 3.6 Efeito da diminuição do fator de forma na curva I-V da célula fotovoltaica [64].

3.1.5. Efeito da irradiação solar

Quanto maior for o valor da radiação incidente no painel solar, maior o valor da corrente e também o da tensão. No entanto, a variação da corrente é muito mais significativa, como se pode observar na Figura 3.7

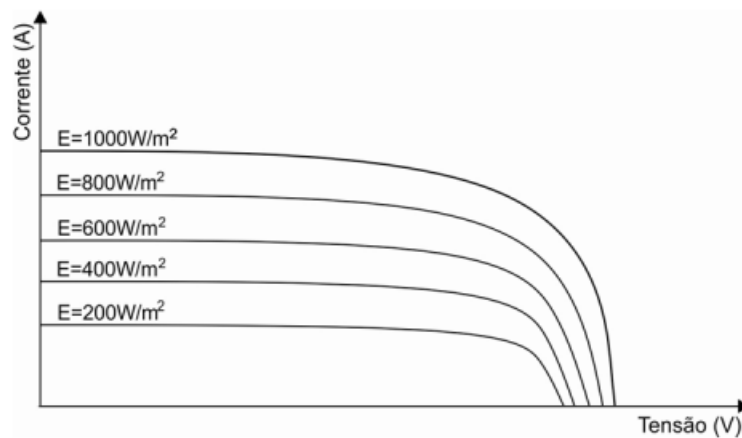


Figura 3.7 Efeito da irradiação solar na curva I-V da célula fotovoltaica [64].

3.1.6. Efeito da temperatura

O aumento da temperatura de funcionamento da célula fotovoltaica leva a que a tensão diminua linearmente, sem que a corrente sofra alterações relevantes, como se pode observar na Figura 3.8.

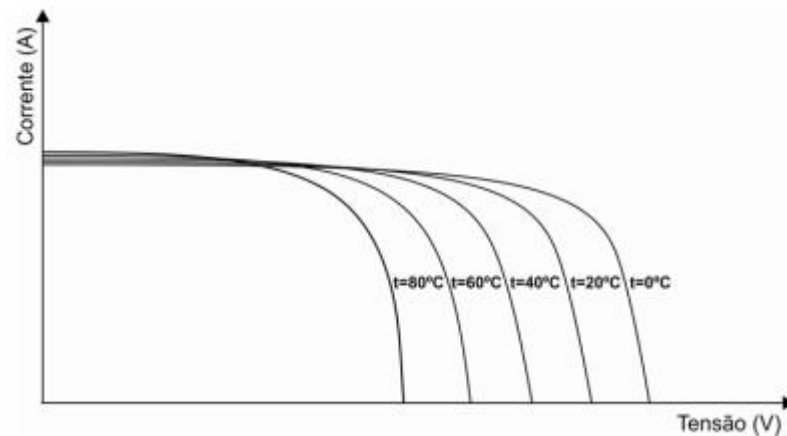


Figura 3.8 Efeito da temperatura no funcionamento da célula fotovoltaica [64].

3.1.7. Adição de células fotovoltaicas em série.

Para se obter potência suficiente, várias células têm de ser ligadas em série, num invólucro durável à prova de intempéries, de modo a aumentar a sua tensão nominal. Fala-se então de módulos fotovoltaicos. Combinações em série ou paralelo dos módulos, formam um painel solar, e um grupo de painéis formam um *array* fotovoltaico, como se pode observar na Figura 3.9 [65].

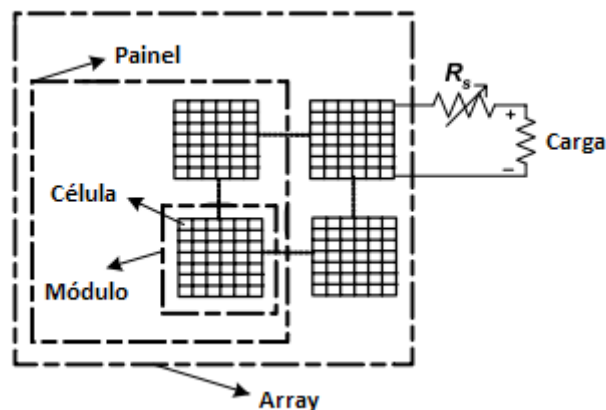


Figura 3.9 Estrutura de um *array* fotovoltaico.

A tensão de um *array* de células é obtida pelo somatório das tensões individuais, como se pode observar na Figura 3.10. Se a necessidade se prender com o aumento da corrente, devem-se ligar as células em paralelo [66].

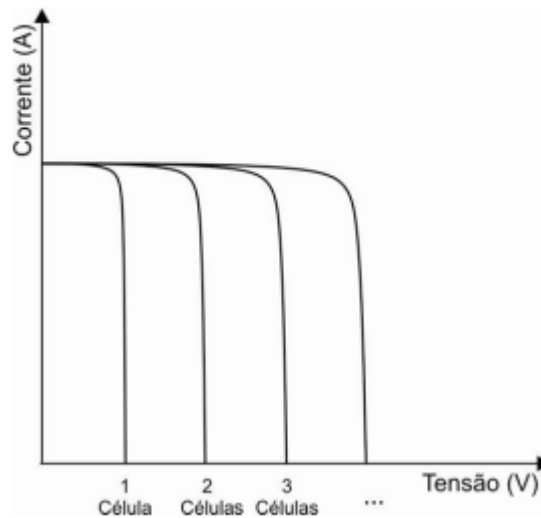


Figura 3.10 Efeito da adição em série de células fotovoltaicas na curva I-V [64].

3.2. Bateria de Lítio

3.2.1. Princípio de funcionamento

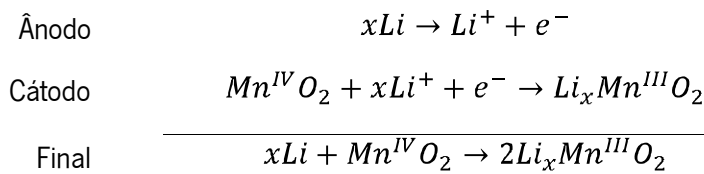
Uma bateria é um dispositivo que armazena energia, capaz de produzir energia elétrica, através de reações químicas. É constituída por dois elétrodos, o ânodo (terminal negativo) e o cátodo (terminal positivo), e um eletrólito.

As baterias de lítio são as mais comuns, já que este elemento possui boas propriedades intrínsecas para este fim, que podem ser observadas na Tabela 3.1 [67].

Tabela 3.1 Propriedades do átomo de Lítio.

| Propriedades |
|---|
| Massa atômica reduzida (6,94) |
| Potencial de redução elevado (-3,01V) |
| Baixa densidade (0,54 g/cm ³) |
| Capacidade específica elevada (3,86 Ah/g) |

As reações químicas envolvidas no processo de produção de corrente elétrica, são reações redox (redução-oxidação). Numa pilha de lítio e dióxido de manganês, o processo de descarga envolve a oxidação do ânodo de lítio metálico, e a redução do dióxido de manganês, segundo a seguinte reação química [68]:



O \u00e9lio reage com a \u00e1gua, formando hidr\u00f3xido de \u00e9lio (LiOH), pelo eletr\u00f3lito utilizado nas baterias de \u00e9lio tem de ser uma solu\u00e7\u00e3o n\u00e3o-aquosa. As solu\u00e7\u00f5es mais utilizadas s\u00e3o o acetonitrilo (CH₃CN), carbonato de propileno (C₄H₆O₃) e o cloreto de tionila (SOCl₂) [69].

Podem definir-se dois grupos de baterias, tendo em conta a possibilidade de serem ou n\u00e3o carregadas: as baterias prim\u00e1rias, que s\u00e3o n\u00e3o recarreg\u00e1veis, uma vez que envolvem rea\u00e7\u00f5es qu\u00edmicas que esgotam ou comprometem os componentes da c\u00e9lula; as baterias secund\u00e1rias s\u00e3o recarreg\u00e1veis, j\u00e1 que se for aplicada uma corrente el\u00e9trica externa, ocorre a rea\u00e7\u00e3o qu\u00edmica inversa, reutilizando os seus componentes [70].

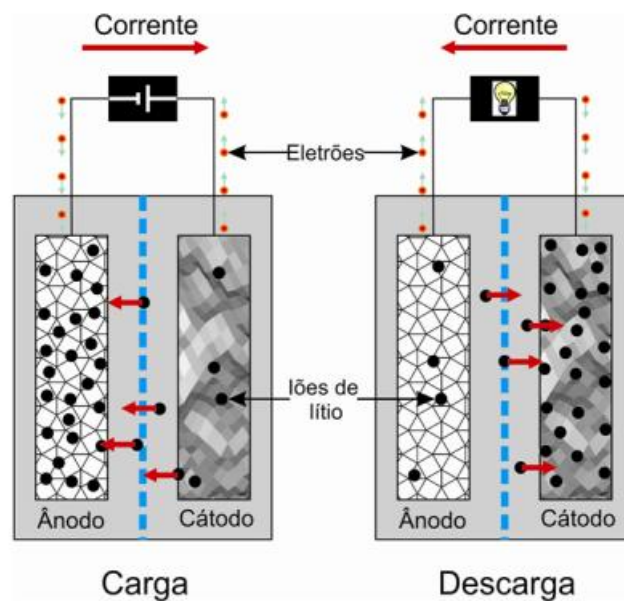


Figura 3.11 Carga e descarga da bateria de \u00e9lio [64].

No ciclo de descarga, os \u00edons de \u00e9lio migram do \u00e0nodo para o c\u00e1todo, originando uma corrente el\u00e9trica que percorre a carga. J\u00e1 no ciclo de carga, os \u00e9l\u00e9tr\u00f5es s\u00e3o obrigados a ir do c\u00e1todo para o \u00e0nodo por uma fonte externa como se pode observar na Figura 3.11 [71].

3.2.2. T\u00e9cnicas de carga de baterias

O processo de carga de uma bateria deve seguir algumas especifica\u00e7\u00f5es, de modo a assegurar a sua seguran\u00e7a e longevidade. Normalmente, estas especifica\u00e7\u00f5es, como corrente e

tensão a aplicar, são designadas pelo fabricante. Se o processo de carga não for o adequado, a eficiência do processo é reduzida, assim como o número de ciclos, e esta pode degradar-se irreversivelmente, podendo ocorrer risco de explosão [72].

Existem vários métodos de carga consoante a bateria em questão, dos quais se destacam os presentes na Tabela 3.2 [73-81].

Tabela 3.2 Métodos de carga de baterias.

| Método | Funcionamento | Vantagens/Desvantagens |
|---|--|---|
| Corrente constante | Valor de corrente constante na ordem do C/5 aos terminais da bateria. | Permite carga lenta (<i>trickle charging</i>); Pode causar sobrecarga. |
| Tensão constante | Valor de tensão constante aos terminais da bateria; A corrente é elevada no início e diminui com o aumento da carga da bateria. | Carga rápida; Os valores iniciais de corrente podem ser demasiado elevados, elevando a temperatura interna da bateria, provocando um desgaste prematuro. |
| Corrente constante – tensão constante. | Duas fases de ciclo de carga: primeira fase com corrente constante até ao valor máximo da carga; segunda fase com tensão constante, fazendo diminuir a corrente até ao mínimo constante. | Tempo de carga reduzido; Previne sobrecargas. |
| Impulsos de corrente | Impulsos de corrente seguidos de períodos reduzidos de descanso; Se a corrente for elevada, a taxa de difusão de iões é lenta, fazendo com que a tensão da bateria aumente rapidamente; de seguida é aplicado o método da tensão constante. | Rapidez de carga depende da taxa de difusão de iões. |
| Carga refletiva | Aplica o método de impulsos de corrente, com um curto pulso de descarga no período de descanso. | Acelera o processo de estabilização de reações químicas; Aumenta o número de ciclos da bateria. |

O método mais adequado para a carga de baterias de lítio é o método de corrente constante-tensão constante, uma vez que previne sobrecargas e carrega a bateria quase a 100% em tempos reduzidos.

3.3. Conversores DC-DC

Um conversor DC-DC é um dispositivo eletrónico que tem como função adequar as características da fonte às da carga. Por norma, colocam à saída valores médios de tensão ou corrente diferentes dos presentes na sua entrada. Comercialmente, estes são largamente utilizados em fontes DC, motores DC ou geração de energia elétrica através de sistemas de microprodução, entre outros.

Tal como foi visto anteriormente, as tensões e correntes geradas pelos painéis fotovoltaicos são caracterizadas pela sua instabilidade, pelo que a utilização de conversores DC-DC, para além de servir de elemento de ligação entre o painel e a carga, visa proporcionar a estabilidade necessária à carga. A utilização de conversores na interligação de painéis fotovoltaicos com as cargas possui duas funções essenciais, que são elas: ajustar a tensão do painel à carga e forçar o funcionamento dos painéis no seu ponto de potência máxima.

Existem duas vertentes destes conversores, lineares ou comutados. Os conversores lineares fornecem tensões de amplitude inferior à tensão de entrada, com reduzido rendimento, uma vez que parte da potência é dissipada sob a forma de calor. Apresentam uma construção simples, com poucos componentes e de custo reduzido.

Num conversor DC-DC comutado, utiliza-se armazenadores de energia, como bobines e condensadores. Como estes componentes armazenam momentaneamente a energia colocada na entrada do conversor, é possível ajustar os valores médios de tensão a ser fornecida. Este tipo de conversores possui elevado rendimento, os componentes utilizados possuem dimensões reduzidas. No entanto, as formas de corrente e tensões retangulares provocam perdas nos semicondutores durante a comutação, existe ruído eletromagnético e uma maior complexidade [82].

O valor médio da tensão à saída do conversor é ajustado através da atuação sobre um componente semi condutor, por exemplo um MOSFET. Este controlo é efetuado por PWM (Pulse Width Modulation – Modulação por Largura de Impulso), que é um sinal que define durante um período, o tempo em que o componente está ligado, ou seja conduz [83]. A gestão do tempo em que o componente está em condução é feita através do Duty Cycle, que se obtém através do tempo de condução sobre o período (3.7).

$$\delta = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (3.7)$$

Os conversores DC-DC podem conduzir continuamente (CCM – Continuous Conduction Mode) ou descontinuamente (DCM – Discontinuous Conduction Mode) [84].

No modo de condução contínua, a corrente que percorre a bobine nunca se anula, pelo que a energia é fornecida continuamente.

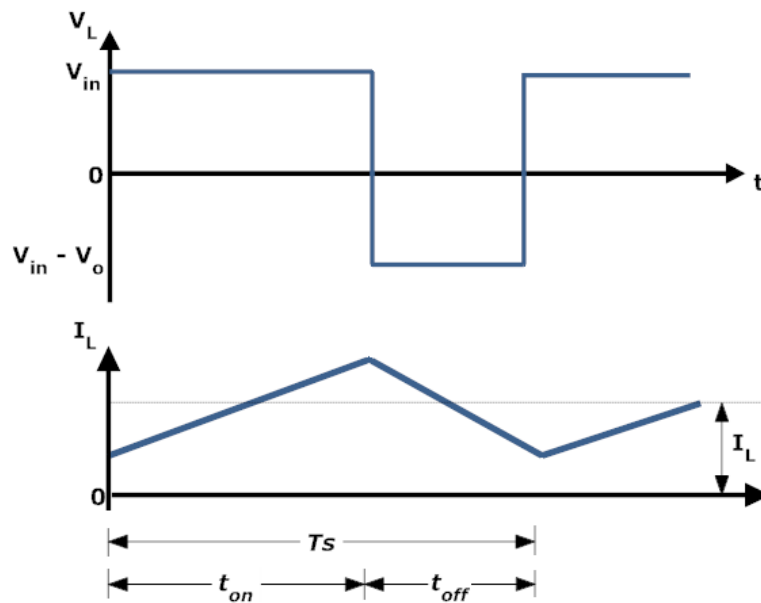


Figura 3.12 Tensão e corrente na bobine do conversor em modo contínuo.

Analisando a Figura 3.12, pode então definir-se qual o efeito do tempo de comutação no comportamento da bobine.

$$\text{Estado ON} \quad V_L = V_{in} \quad (3.8)$$

$$\text{Estado OFF} \quad V_L = V_{in} - V_o \quad (3.9)$$

$$T_s = t_{on} + t_{off} \quad (3.10)$$

$$V_L \times t_{on} + V_L \times t_{off} = 0 \quad (3.11)$$

Se substituir as equações (3.8) e (3.9) obtidas anteriormente na equação (3.11), obtém-se:

$$V_{in} \times t_{on} - (V_o - V_{in}) \times t_{off} = 0 \quad (3.12)$$

Como se viu anteriormente, T_s resulta da soma dos dois tempos de comutação de um determinado elemento comutador, logo podem ser reescritos em função do duty cycle:

$$t_{on} = \delta \quad (3.13)$$

$$t_{off} = 1 - \delta \quad (3.14)$$

Se substituir as equações (3.13) e (3.14) obtidas anteriormente, obtém-se:

$$V_{in} \times \delta - (V_o - V_{in}) \times (1 - \delta) = 0 \quad (3.15)$$

A relação entre a saída e a entrada pode ser obtida da seguinte forma:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1 - \delta} \quad (3.16)$$

Se se considerar um conversor ideal, pode-se dizer que a potência de entrada é igual à potência de saída.

$$P_i = P_o \Leftrightarrow V_{in} \times I_{in} = V_o \times I_o \quad (3.17)$$

Se substituir as equações (3.16) e (3.17) obtidas anteriormente, obtém-se:

$$\frac{I_o}{I_{in}} = 1 - \delta \quad (3.18)$$

O modo de condução descontínua acontece sempre que a corrente da bobine se anula durante um período de tempo. Fatores como reduzido Duty Cycle, corrente de funcionamento muito reduzida, baixa frequência de comutação e mau dimensionamento dos valores dos componentes dão origem a este modo.

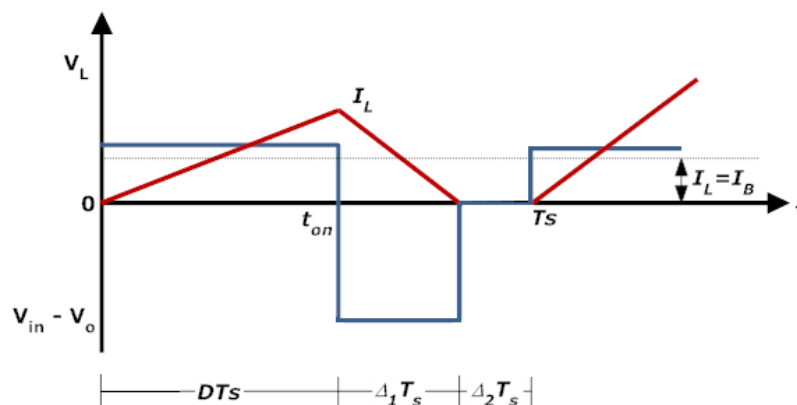


Figura 3.13 Tensão e corrente na bobine do conversor em modo descontínuo.

Através da análise do gráfico da Figura 3.13 é possível definir as equações dos três momentos diferentes, estado on, off e período de corrente nula.

$$t_{on} = \delta \times T_s \quad (3.19)$$

$$t_{off} = \Delta_1 \times T_s \quad (3.20)$$

$$\Delta_2 \times T_s = T_s - t_{on} - t_{off} \quad (3.21)$$

A tensão na bobine é dado por:

$$V_{in} \times \delta \times T_s + (V_{in} - V_o) \times \Delta_1 \times T_s = 0 \quad (3.22)$$

A relação entre a entrada e saída é dada por:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\Delta_1 + \delta}{\Delta_1} \quad (3.23)$$

A potência de entrada e a potência de saída podem ser relacionadas da seguinte forma:

$$\frac{I_o}{I_{in}} = \frac{\Delta_1}{\Delta_1 + \delta} \quad (3.24)$$

Quanto às correntes médias, estas podem ser obtidas da seguinte forma:

$$I_{in} = \frac{V_{in}}{2L} \times \delta \times T_s \times (\Delta_1 + \delta) \quad (3.25)$$

$$I_o = \frac{T_s \times V_{in}}{2L} \times \delta \times \Delta_1 \quad (3.26)$$

Para maximizar o rendimento, é preferível trabalhar em modo contínuo, no entanto, é possível dimensionar os componentes de forma a condicionar o modo de funcionamento. De referir que o valor da indutância apresenta uma influência superior. De modo a atenuar a oscilação da tensão de saída, coloca-se um condensador na saída do conversor, cujo dimensionamento dependerá do valor máximo de oscilação de tensão (*ripple*) pretendido.

Pode-se ainda considerar um terceiro momento, que ocorre quando a corrente da bobine se anula no instante em que ocorre a comutação, como se pode observar na Figura 3.14.

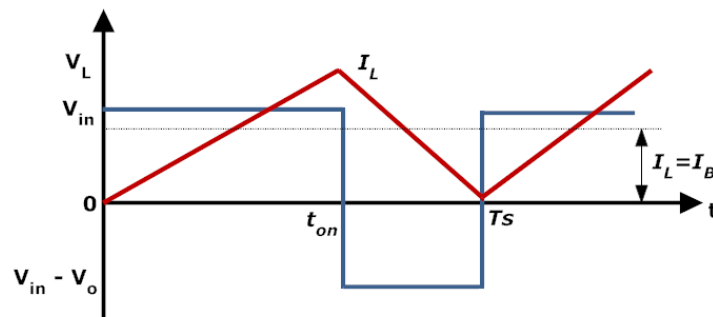


Figura 3.14 Tensão e corrente na bobine do conversor no limiar de transição.

O valor médio da corrente pode ser obtido através de:

$$I_{LB} = \frac{1}{2} i_{L,max} = \frac{1}{2} \times \frac{V_{in}}{L} \times t_{on} \quad (3.27)$$

Substituindo as equações (3.13) e (3.16) obtém-se:

$$I_{LB} = T_s \times \frac{V_o}{2L} \times \delta \times (1 - \delta) \quad (3.28)$$

$$I_{OB} = T_s \times \frac{V_o}{2L} \times \delta \times (1 - \delta)^2 \quad (3.29)$$

3.3.1. Conversor Step Down

Este tipo de conversor é utilizado quando se pretende que a tensão a aplicar na carga seja inferior à tensão de entrada. Basicamente, é constituído por um elemento comutador (transistor, mosfet ou IGBT), uma bobine e um condensador, para armazenamento de energia, e um diodo de bloqueio.

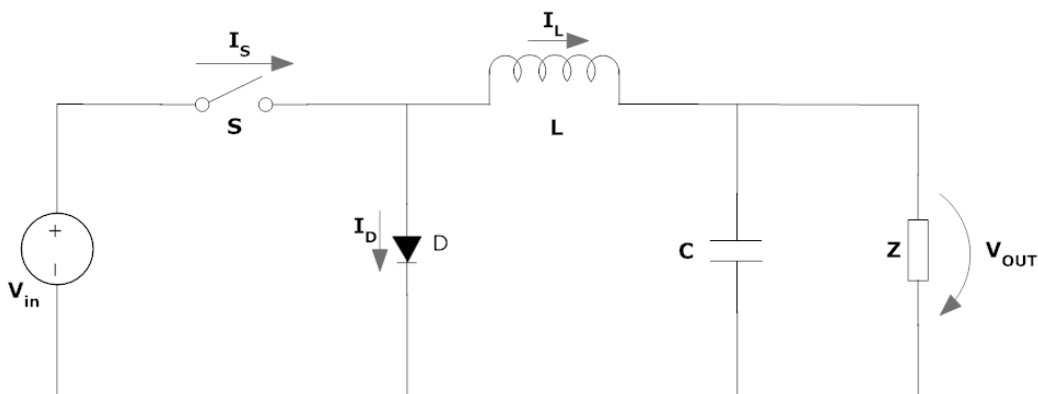


Figura 3.15 Circuito DC-DC step down (buck).

Quanto ao seu princípio de funcionamento há que analisar duas situações, quando o interruptor está “aberto” ou “fechado”. Se o interruptor estiver “fechado”, a tensão de entrada é aplicada aos terminais da entrada do conversor, fazendo com que surja uma corrente I_L que percorre a indutância L e que se divide de seguida pelo condensador e pela carga. No condensador, a tensão que surge é a tensão de saída ou seja, a tensão aplicada na carga. Com a corrente a circular no circuito a bobine vai armazenar energia sob a forma de campo eletromagnético, levando a que haja uma queda de tensão que se subtrai à tensão de entrada – *bucking*. De referir que o diodo se encontra inversamente polarizado, logo não conduz [82].

Se o interruptor estiver “aberto”, a indutância inverte a polaridade devido à corrente que a percorre, passando a alimentar a carga. Por sua vez o diodo passa a estar diretamente polarizado, e passa a conduzir.

O funcionamento do conversor Step Down pode ser regido pelas seguintes equações:

$$M_v = \delta \quad (3.30)$$

$$V_{out} = V_{in} \times \delta \quad (3.31)$$

$$L_{crt} = \frac{(1 - \delta)}{2f} \times R_c \quad (3.32)$$

$$C_{min} = \frac{(1 - \delta)}{8Lf^2} \times \frac{V_{out}}{V_{ripple}} \quad (3.33)$$

3.3.2. Conversor Step Up

O conversor step up tem como finalidade converter uma tensão contínua noutra tensão contínua de valor superior à que lhe é fornecida é, portanto, um elevador de tensão.

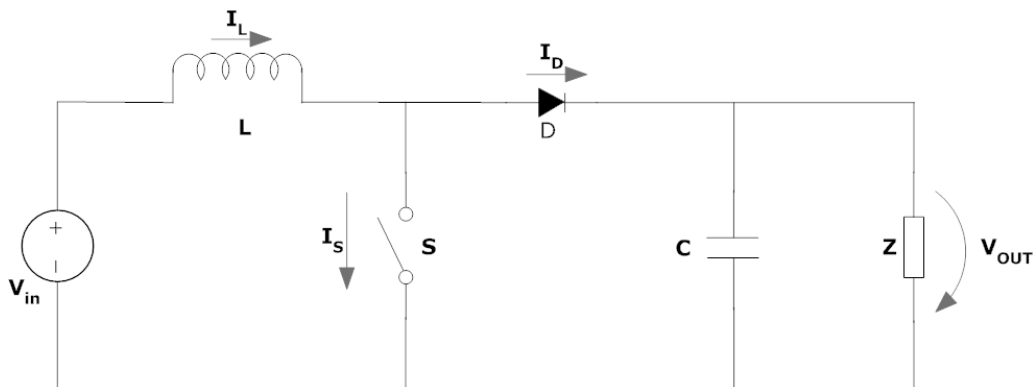


Figura 3.16 Circuito DC-DC step up (boost).

Como se pode verificar através da Figura 3.16, o conversor apresenta dois modos de funcionamento, consoante a atuação do comutador. Quando o interruptor está fechado, o diodo encontra-se inversamente polarizado, não havendo corrente a circular por ele. Assim, a energia fornecida pela carga é armazenada pela bobine, sob a forma de campo eletromagnético, e por sua vez, a carga passa a ser alimentada pelo condensador. No estado desativo, a tensão da indutância é somada à tensão de entrada (*boost*), uma vez que o diodo passa a estar diretamente polarizado, permitindo que a corrente circule através dele, possibilitando que haja

transferência de energia da bobine para a carga e, também, o carregamento do condensador [82].

O funcionamento do step up é regido pelas seguintes equações:

$$M_v = \frac{1}{(1 - \delta)} \quad (3.34)$$

$$V_o = \frac{V_i}{(1 - \delta)} \quad (3.35)$$

$$L_{crt} = \frac{(1 - \delta)^2}{2f} \times \delta \times R_c \quad (3.36)$$

$$C_{min} = \frac{\delta}{LR_c} \times \frac{V_o}{V_{ripple}} \quad (3.37)$$

3.3.3. Conversor Up/Down

Os conversores elevadores-baixadores de tensão são utilizados quando é pretendido que em diferentes momentos de tempo a tensão fornecida à carga seja superior ou inferior à tensão fornecida. Existem vários tipos destes conversores como os conversores step up-down, cuk, sepic ou zeta, que são muito similares, variando apenas na disposição dos componentes ou possibilidade de inversão do sinal de entrada.

O conversor step up-down é o mais utilizado, já que é muito simples, derivando da junção dos componentes das topologias step up e step down.

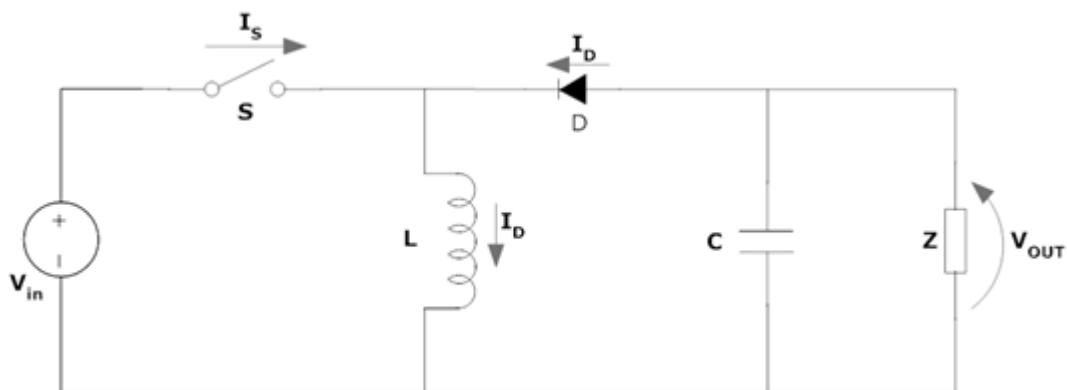


Figura 3.17 Circuito DC-DC up-down.

Como se pode observar na Figura 3.17, se o comutador estiver ativo, a tensão de entrada é aplicada aos terminais da indutância, surgindo uma corrente que leva a que armazene energia. A tensão aplicada na carga é a tensão do condensador, já que o diodo se encontra inversamente

polarizado, não conduzindo corrente. Quando o interruptor está aberto, a polaridade da indutância é invertida, pois a tensão de entrada deixa de estar aplicada aos seus terminais. O diodo encontra-se agora diretamente polarizado, passando a conduzir a corrente, que flui do diodo para a carga e também pelo condensador, carregando-o [82].

Tal como nos outros conversores, a amplitude do valor médio da tensão de saída é regulada pelo Duty Cycle. Quando o Duty Cycle é inferior a 50%, o valor da tensão de saída é inferior ao valor da tensão de entrada. Para a situação em que o Duty Cycle é igual a 50% as tensões de entrada e saída vão ser iguais. A tensão de saída será maior que a de entrada quando o Duty Cycle for superior a 50% [82].

$$M_v = -\frac{\delta}{(1-\delta)} \quad (3.38)$$

$$V_o = -\frac{\delta \times V_i}{(1-\delta)} \quad (3.39)$$

$$L_{crt} = \frac{(1-\delta)^2}{2f} \times \delta \times R_c \quad (3.40)$$

$$C_{min} = \frac{\delta}{fR_c} \times \frac{V_o}{V_{ripple}} \quad (3.41)$$

Apesar da sua simplicidade, os conversores step up-down, possuem uma desvantagem, que se deve ao facto da disposição dos componentes impor que o comutador suporte uma tensão elevada (tensão de entrada + tensão de saída), levando a uma grande quebra de eficiência. Por outro lado, a tensão de saída é inversa à tensão fornecida ao sistema [82].

3.4. Algoritmos de seguimento de potência máxima – MPPT

O MPPT é uma das chaves da tecnologia nos sistemas fotovoltaicos de geração de energia. Isto porque, as células fotovoltaicas possuem características I-V e P-V não lineares e a potência máxima produzida varia tanto com a irradiação como com a temperatura. Para além disso, como a eficiência de conversão dos painéis é baixa, é necessário um circuito de controlo de seguimento de potência, para fazer com que opere na potência máxima. Os MPPT são algoritmos automáticos de controlo, cujo objetivo é ajustar a tensão de operação solar ao ponto de potência máxima independentemente das alterações das condições atmosféricas [85].

Quando é utilizado um conversor DC-DC comutado, o algoritmo de seguimento de potência máxima utilizado, tem por base o ajuste de um sinal de PWM ligado a um interruptor, geralmente um semi condutor, criando assim uma relação entre a zona de funcionamento do painel e o *duty cycle* [86]. O circuito a adicionar ao conjunto painel conversor deve permite a procura dinâmica e constante do ponto de máxima transferência energética, atuando sobre o sinal de PWM [87].

São várias as técnicas de MPPT utilizadas atualmente, sendo as principais descritas de seguida.

3.4.1. Método da Tensão Constante

O método da tensão constante é um dos métodos com mais simples implementação. O algoritmo consiste em guardar o valor da tensão de funcionamento, para o qual o valor da potência fornecida é máxima, através da análise da curva I-V do painel fotovoltaico. Independentemente das condições de funcionamento, o conversor DC-DC mantém o valor da tensão de saída igual ao valor da tensão de referência [88].

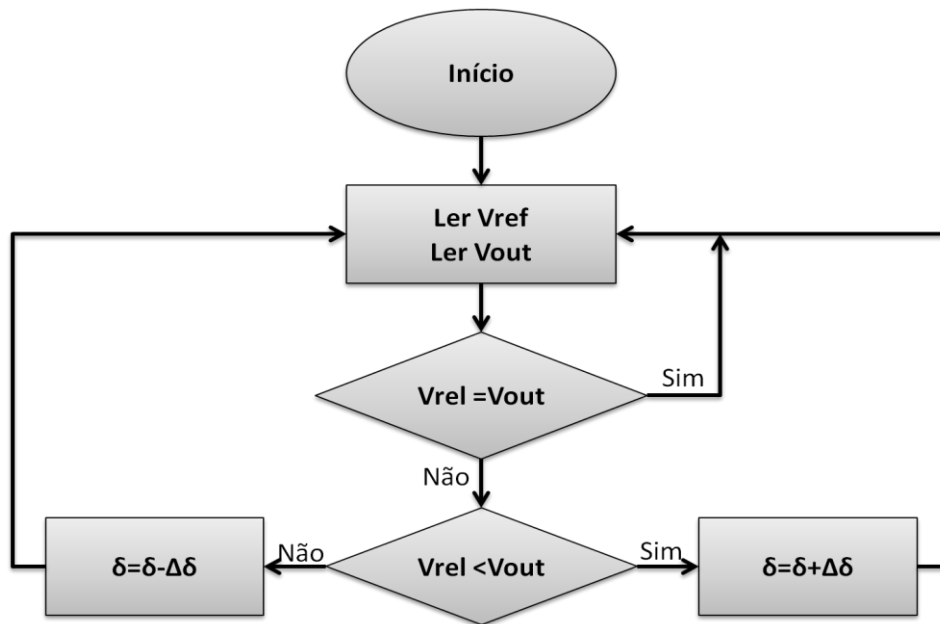


Figura 3.18 Fluxograma do método da tensão constante.

Devido à sua simplicidade, não é possível fazer o ajuste dinâmico consoante as condições de funcionamento. No entanto, é um método eficaz quando a intensidade da irradiação solar é baixa.

3.4.2. Método da Tensão em Aberto

O método da tensão em aberto tem por base o conceito de linearidade existente na relação entre a tensão em aberto V_{oc} e a tensão de funcionamento no ponto de potência máxima V_{MPP} [89]. A percentagem de correspondência entre tensões depende do material constituinte do painel fotovoltaico, mas na generalidade o valor de V_{MPP} é entre 73% - 80% o valor da tensão em aberto [90].

Antes de o método poder ser implementado é necessário realizar um estudo sobre os valores de V_{oc} e V_{MPP} para diferentes intensidades de irradiação solar, de forma a ser obtido o valor de K (3.42).

$$V_{MPP} = K \times V_{OC} \quad (3.42)$$

Para além disso, é necessária uma medição periódica da tensão em aberto, durante o funcionamento, o que implica desligar o painel do conversor, para que o valor possa ser registado e se possa obter o valor de referência, que resulta da multiplicação da constante K pelo valor de V_{oc} [91].

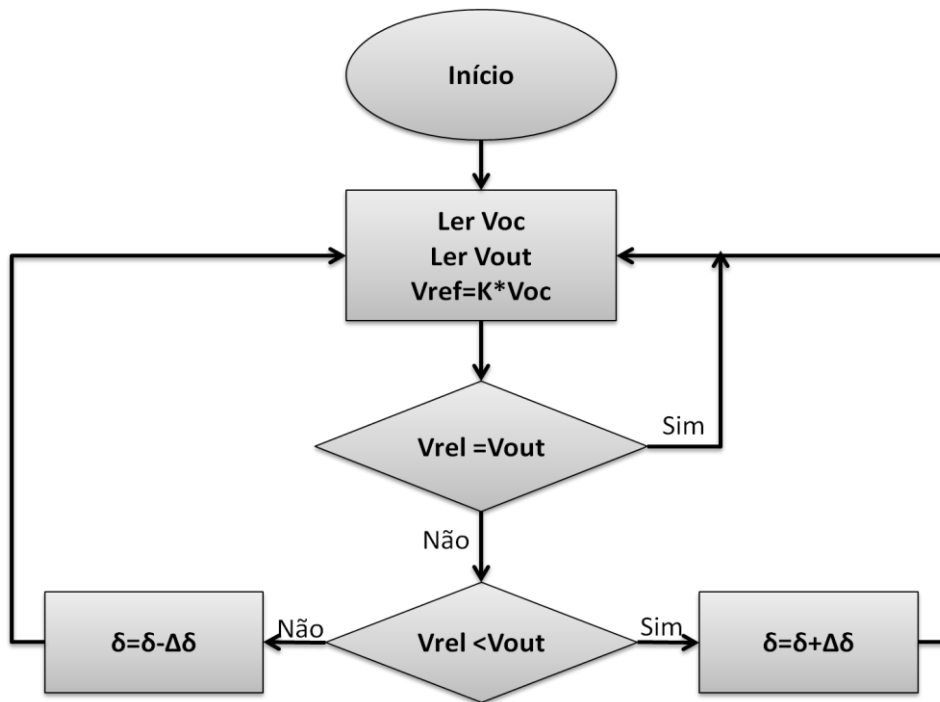


Figura 3.19 Fluxograma do método de tensão em aberto.

Este é um método simples e rápido, contudo necessita da introdução de um componente entre o painel e o conversor, para que o circuito seja aberto de modo a permitir a aquisição do valor da tensão em aberto, não havendo transferência de energia para a saída durante a amostragem, levando à diminuição do rendimento [92]. Uma alternativa, para evitar a abertura do circuito, consiste em utilizar uma célula fotovoltaica piloto sem carga, com as mesmas características, junto ao painel solar. Desta forma, a tensão em aberto seria medida aos terminais da célula piloto [93].

3.4.3. Método da Corrente de Curto-Circuito

O método da corrente de curto-circuito é análogo ao da tensão em aberto. Verifica-se uma linearidade entre a corrente de curto-circuito e a corrente na carga no ponto de potência máxima, permitindo estabelecer uma constante K a partir da equação:

$$I_{MPP} = K \times I_{SC}$$

O valor da corrente de curto-circuito é obtido curto circuitando o painel solar, sendo necessário introduzir um elemento semiconductor com a função de chave, em paralelo com o painel solar.

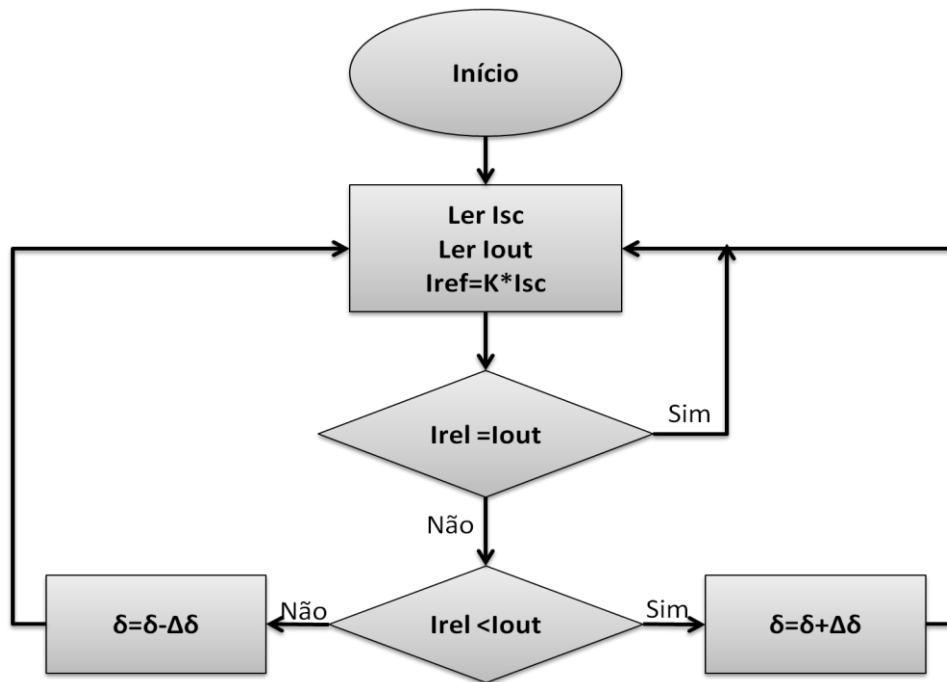


Figura 3.20 Fluxograma do método da corrente de curto circuito.

3.4.4. Método de Perturba e Observa

Este método é um dos mais utilizados e com uma implementação simples. São introduzidas perturbações no circuito que consiste no aumento ou diminuição da tensão ou da corrente fornecida [94]. Uma vez introduzida uma perturbação, são efetuadas as medições da tensão e da corrente para ser possível o cálculo do novo valor da potência, que é comparado com o valor da potência antes de ser introduzida a perturbação [95].

O facto de serem introduzidas constantemente perturbações no sistema, leva a que haja uma descida de rendimento, uma vez que, mesmo tendo o ponto de potência máxima sido encontrado, a potência vai continuar a oscilar em torno desse valor, pois o algoritmo não prevê o caso em o valor da potência após perturbação é igual ao anterior, evitando o ajuste do *duty cycle* [96].

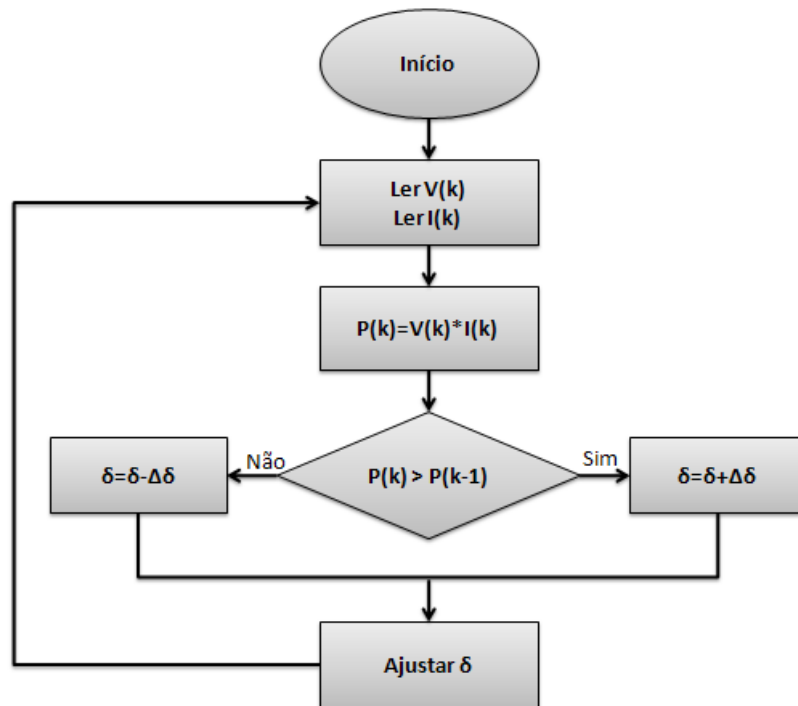


Figura 3.21 Fluxograma do método Perturba e Observa.

O presente método, mostra-se também menos eficiente no que refere às alterações climáticas, porque, como visto anteriormente, alterações na irradiação ou temperatura provocam alterações na curva P-V do painel, o que interfere com a procura do algoritmo.

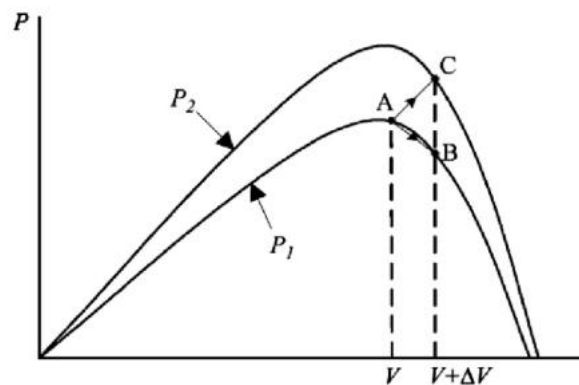


Figura 3.22 Procura do ponto de potência máximo no método Perturba e Observa.

Observando o gráfico da Figura 3.22, assumindo que inicialmente o algoritmo se encontra no ponto A, se as condições ambientais se mantiverem, o algoritmo segue para o ponto B. Agora, como a potência é inferior à do ponto anterior o algoritmo inverte o sentido. Contudo, se a curva P-V sofrer uma alteração de P_1 para P_2 num intervalo de amostragem, o novo valor de

potência medida em C é superior à medida inicialmente em A. Desta forma, o algoritmo continua no mesmo sentido de perturbação, afastando-se do ponto máximo de funcionamento [85].

Existem vários tipos de algoritmos Perturba e Observa, que diferem na forma como se define a variação da perturbação. Como exemplo tem-se o método clássico, no qual a perturbação varia uma percentagem de uma referência, como por exemplo a tensão do painel. Outro exemplo, é o algoritmo dos três pontos, no qual o valor da perturbação só é definido depois de ser lida a potência em três pontos. Se se considerar um ponto atual, será um medido um valor à sua esquerda e outro à sua direita [97, 98].

3.4.5. Método da Condutância Incremental

O algoritmo da condutância incremental funciona segundo o facto de a derivada da potência do painel solar em relação à tensão ser zero no ponto de funcionamento máximo, como é demonstrado na equação (3.43) [99].

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(VI)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} = 0 \quad (3.43)$$

Rearranjando a equação, tem-se:

$$-\frac{I}{V} = \frac{dI}{dV} \quad (3.44)$$

Tal como no método de perturba e observa, vão ser comparados os valores do ponto atual com os valores obtidos no ponto anterior. Assim, se a derivada da potência em relação à tensão for inferior a zero, o ponto diminui; se for zero mantêm-se, e se for maior do que zero, o ponto de maior potência aumenta, como se pode observar no diagrama da Figura 3.23.

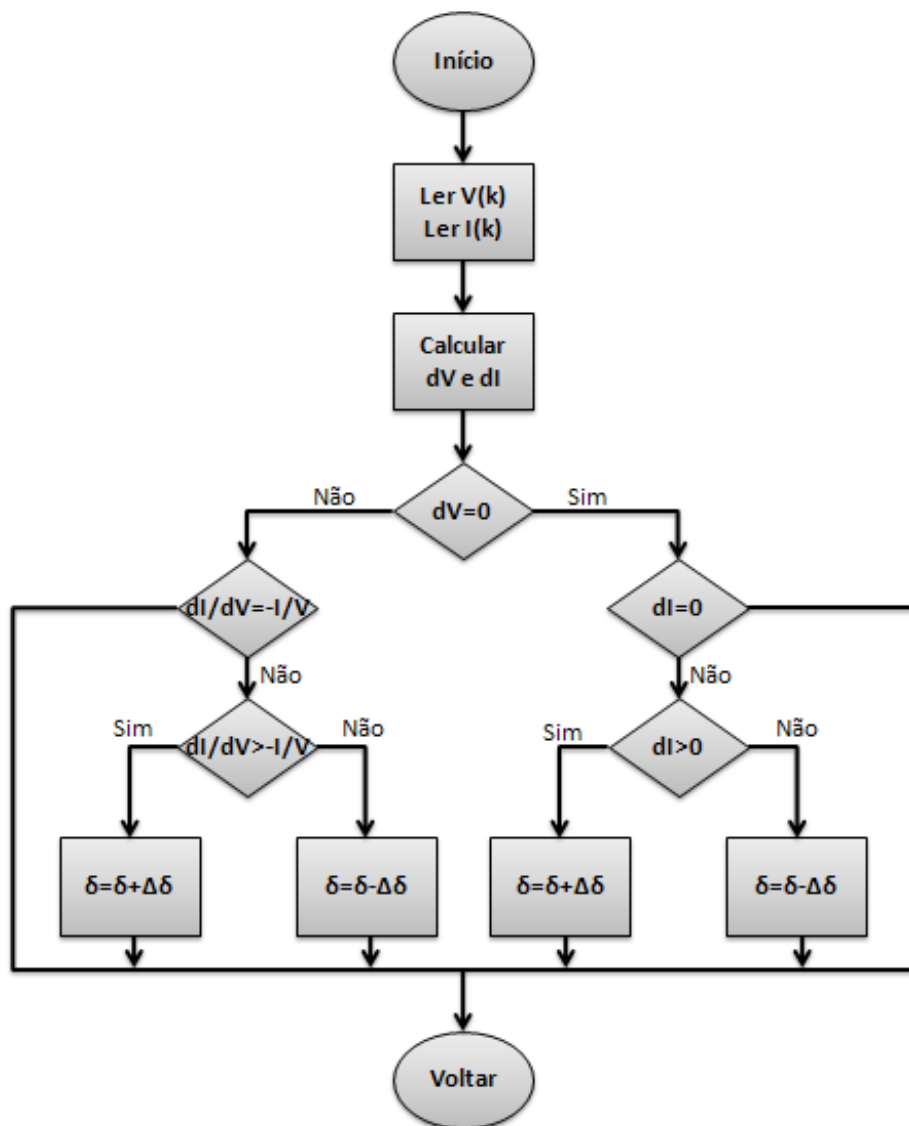


Figura 3.23 Fluxograma do método condutância incremental.

4. Projeto, Implementação e Testes

4.1. Projeto

Com o intuito de desenhar e simular um conversor DC-DC com MPPT para ser implementado em tecnologia CMOS, algumas considerações tiveram de ser tomadas, nomeadamente, sobre o comportamento de uma célula fotovoltaica, o carregamento de baterias e qual o algoritmo pretendido de MPPT.

O diagrama de blocos do circuito desenvolvido é:

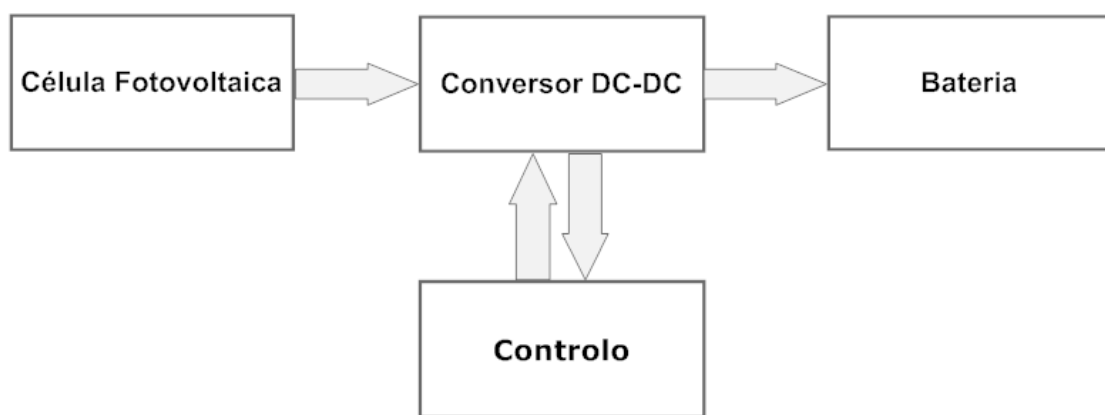


Figura 4.1 Diagrama de blocos do circuito desenhado.

4.2. Componentes e testes

4.2.1. Célula Fotovoltaica

Inicialmente foi estudado o comportamento da célula fotovoltaica com recurso à ferramenta de simulação de circuitos eletrónicos PSIM®. No entanto, dado a característica não linear desta, os circuitos estudados foram testados substituindo a célula fotovoltaica por uma fonte de tensão em série com uma resistência, como se pode observar na Figura 4.2, que dada a sua linearidade permite um estudo mais objetivo dos circuitos.

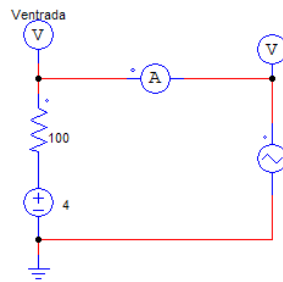


Figura 4.2 Circuito utilizado para simular a célula fotovoltaica.

Para simular a tensão em aberto do circuito, utilizou-se uma fonte cujo valor varia linearmente dos 0 aos 4V, correspondente ao gráfico da Figura 4.3.

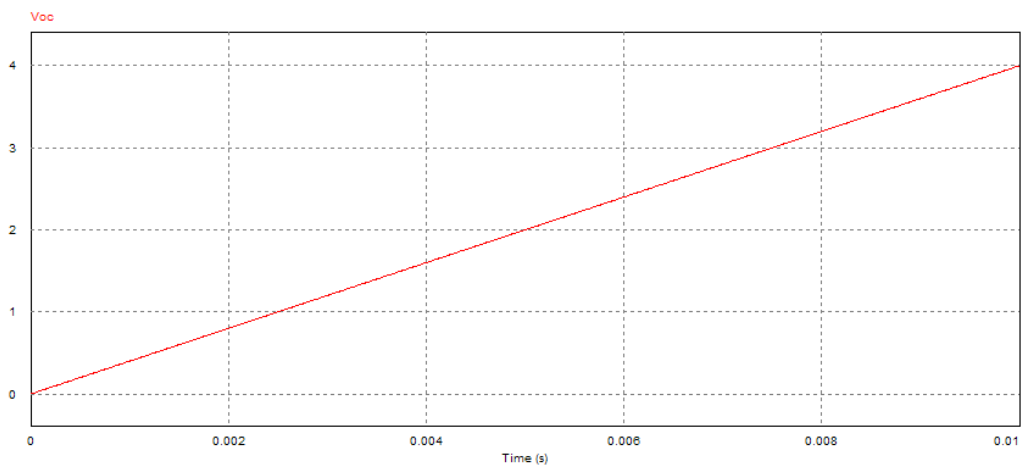


Figura 4.3 Variação de V_{oc} para o tempo de simulação.

Tendo definido todos os parâmetros necessários, procedeu-se à simulação do circuito, obtendo-se uma curva da corrente I em função da tensão de carga V_{oc} (Figura 4.4). O resultado obtido corresponde ao esperado, já que se obteve uma reta com declive negativo, que decresce do valor máximo possível para a corrente 40mA (devido às características da fonte $I=V/R$) até zero.

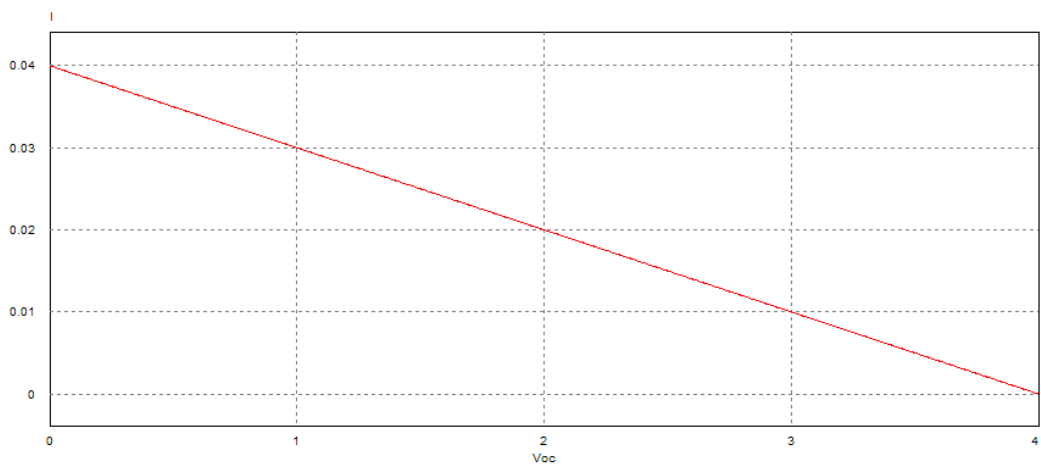


Figura 4.4 Característica I-V do circuito utilizado para simular a célula fotovoltaica.

Com o presente circuito foi ainda possível obter a curva da potência em função da tensão de entrada (Figura 4.5), que tal como a anterior corresponde ao previsto, uma vez que a sua forma é uma parábola.

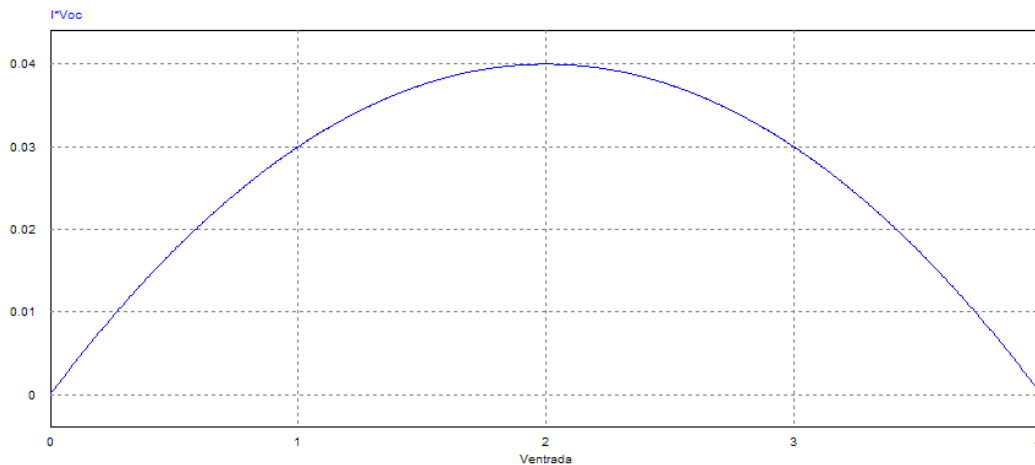


Figura 4.5 Variação da potência ($I \cdot V_{oc}$) em função da tensão de entrada.

4.2.2. Conversor DC-DC

Inicialmente, o conversor DC-DC também foi simulado no PSIM®, para verificar o seu dimensionamento e perceber qual o efeito do *duty cycle* no seu comportamento.

O conversor escolhido foi o *step-up*, uma vez que permite o arranque com baixas tensões na ordem dos mV, sendo compatível com fontes de alta impedância, como é o caso dos painéis fotovoltaicos.

Em primeiro lugar, foi projetado um circuito sem condensador com o intuito de maximizar a corrente na bateria, uma vez que a tensão na bateria é aproximadamente constante.

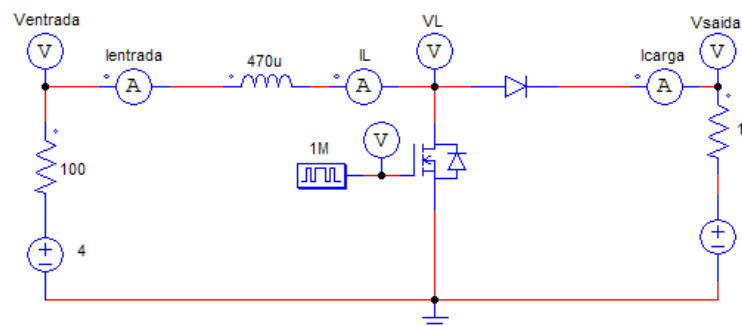


Figura 4.6 Step-up sem condensador.

. Na Figura 4.6, pode observar-se que para manter a tensão na carga constante é colocada uma fonte de tensão de 4V, antecedida por uma resistência de 1Ω . Para além disso, na entrada também foi colocada uma fonte de tensão de 4V em série com uma resistência de 100Ω , por se aproximar mais da tensão fornecida por um painel fotovoltaico. Como um dos objetivos do presente projeto, é desenhar um conversor DC-DC de reduzidas dimensões, optou-se por se utilizar uma elevada frequência de comutação (1Mhz), de modo a poder reduzir ao tamanho da bobine.

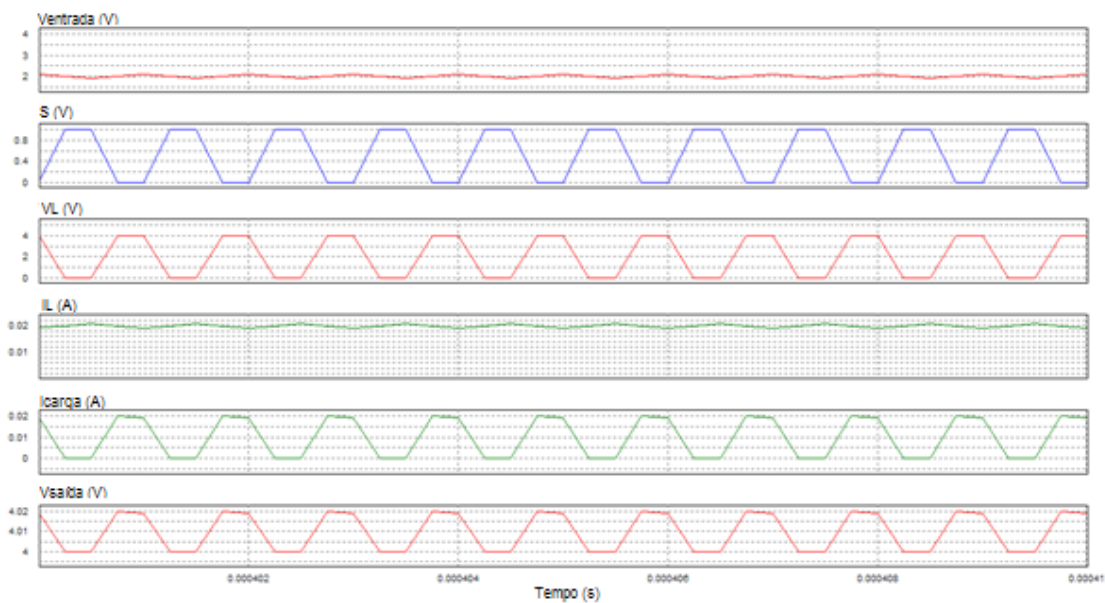


Figura 4.7 Simulação no PSIM® do step-up sem condensador.

Na Figura 4.7 estão presentes os gráficos obtidos na simulação. Em primeiro lugar pode observar-se a tensão à entrada da bobina (Ventrada), que é aproximadamente 2V. De seguida, é realçado o funcionamento do interruptor (S) e, como seria de esperar, a tensão na indutância (V_L) atinge o seu máximo (4V) quando o switch está fechado e o seu mínimo (0V) quando o interruptor está aberto. Por sua vez, a corrente na bobina (IL) é aproximadamente constante (0.02A). O mesmo não acontece no que se refere à corrente na carga (Icarga) que varia de igual forma a V_L , entre 0-0.02A. A tensão na carga (Vsaída) é aproximadamente constante, variando entre 4-4.02V.

De forma a evitar a flutuação na tensão de saída, foi adicionado um condensador em paralelo à carga ($1\mu\text{F}$) como se pode observar na Figura 4.8.

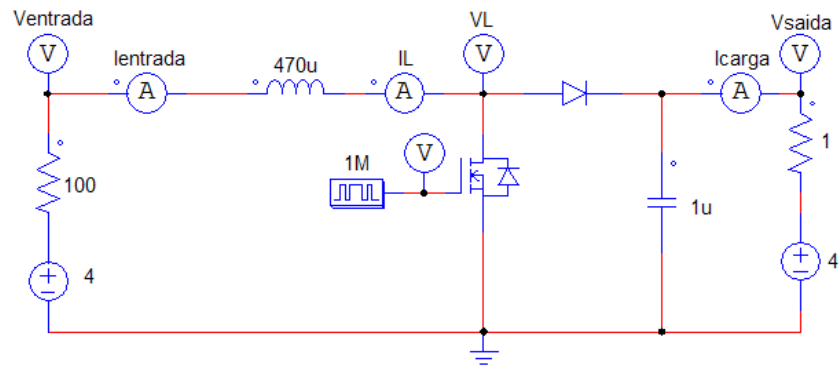


Figura 4.8 Step-up com condensador paralelo à carga.

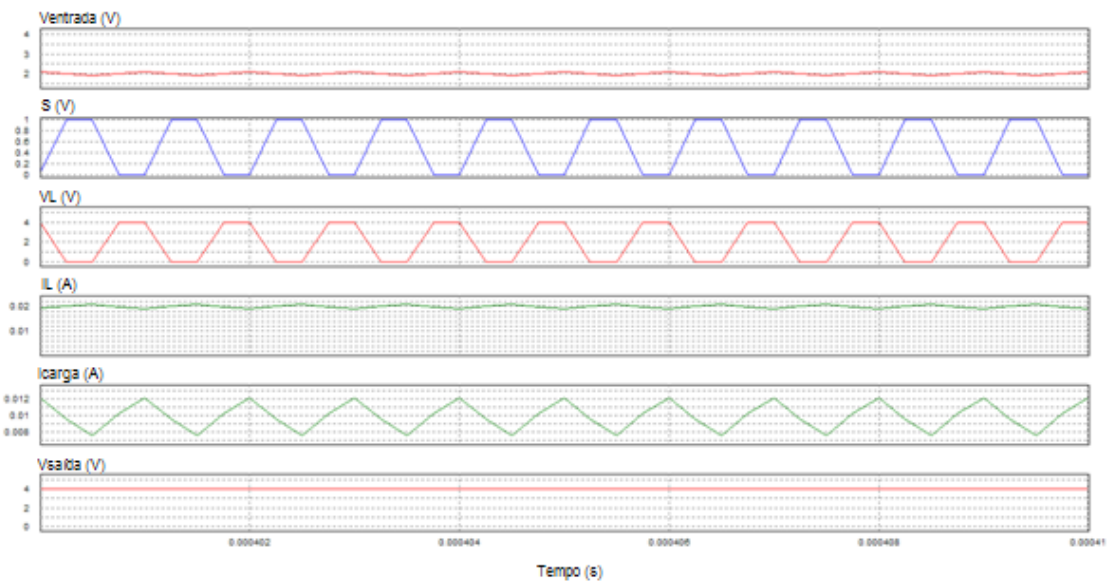


Figura 4.9 Simulação no PSIM® do step-up com condensador.

Analisando os gráficos obtidos na simulação do *boost* com condensador (Figura 4.9), verifica-se que apenas existem diferenças nos valores da corrente (I_{carga}) da tensão na carga (V_{saida}). A corrente passou a variar de uma forma mais triangular, semelhante ao *ripple* do condensador, e a tensão deixou de oscilar. Posto isto, este será o circuito utilizado para calcular a interferência do *duty cycle* na variação da corrente na carga.

Para fazer variar o *duty cycle* utilizou-se o bloco *GatingBlock*, no qual é possível definir a frequência de comutação, o número de pontos de comutação e o tempo em que cada um deles permanece no estado ON/OFF (Figura 4.10).

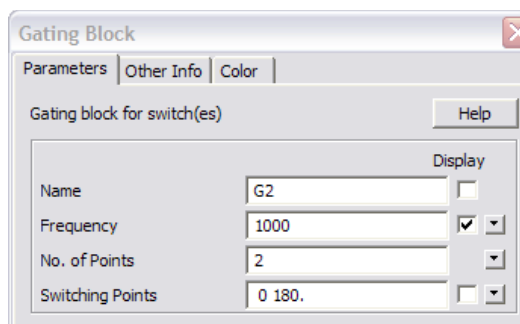


Figura 4.10 *Gating Block* do PSIM.

Para determinar como alterar o *duty cycle*, teve em primeiro lugar de se observar qual o funcionamento do bloco supracitado. Então, sabendo que 360 pontos correspondem a um período do comutador, correspondendo a um *duty cycle* de 100%, por analogia foi possível calcular qual os outros pontos em que *switch* varia, correspondendo a outros valores de *duty cycle*. Os pontos utilizados para efetuar as medições da corrente na carga, corrente na entrada e tensão de entrada apresentam-se na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 *Switching points* e referente *duty cycle*.

| Switching points | δ (%) |
|-------------------------|--------------------------------|
| 3,6 | 0,01 |
| 7,2 | 0,02 |
| 36 | 0,1 |
| 72 | 0,2 |
| 108 | 0,3 |
| 144 | 0,4 |
| 180 | 0,5 |
| 216 | 0,6 |
| 252 | 0,7 |
| 288 | 0,8 |
| 324 | 0,9 |
| 360 | 1 |

Depois de recolher os valores de corrente na fonte e na carga e da tensão na entrada, foi possível a elaboração de gráficos da variação destas variáveis com a alteração do *duty cycle*.

O resultado obtido para a variação da corrente na carga com o *duty cycle* encontra-se na Figura 4.11. Observa-se que a corrente fornecida é maior para valores de *duty cycle* entre 50% e

70%, e a forma de onda obtida é aproximadamente uma parábola, como o desejado. A depressão central existente na curva pode ser devida a pequenos desvios na medição dos valores de corrente. A variação da corrente de entrada também corresponde ao pretendido, já que esta aumenta de forma linear, do mínimo até aos 40 mA (Figura 4.12). O mesmo acontece para a variação da tensão de entrada, que decresce linearmente do máximo (4V) até zero Figura 4.13.

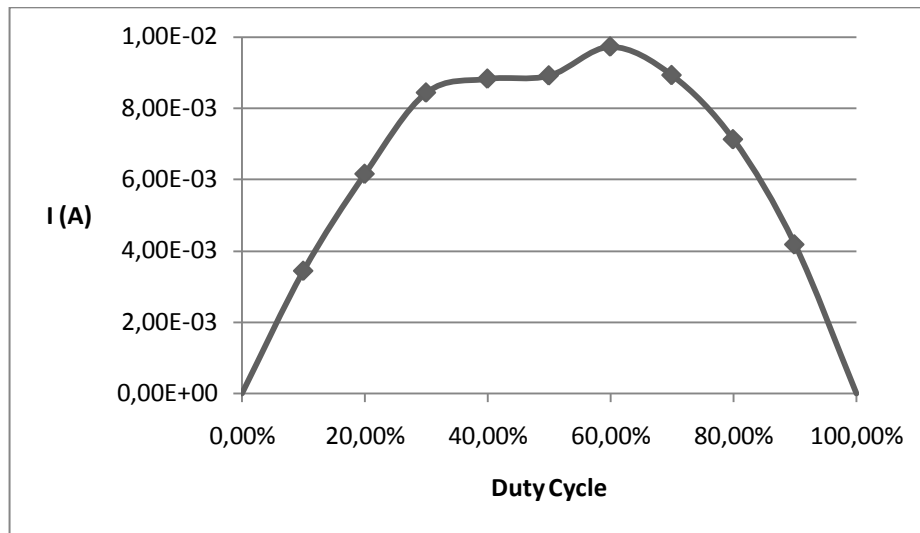


Figura 4.11 Variação da corrente na carga com o duty cycle.

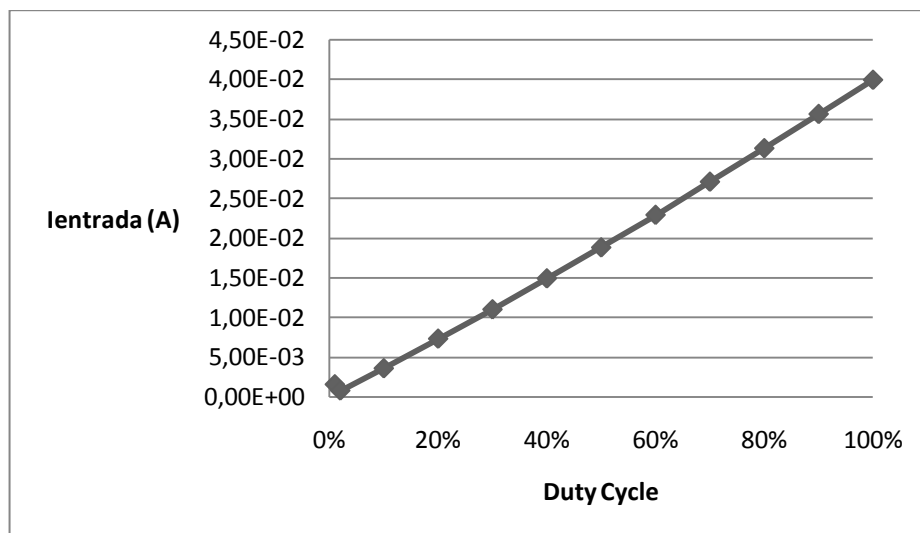


Figura 4.12 Variação da corrente na entrada com o duty cycle.

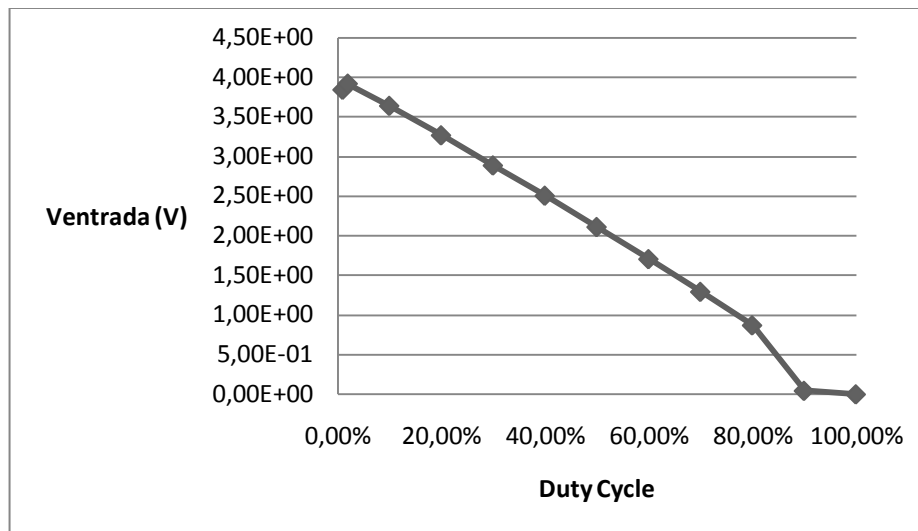


Figura 4.13 Variação da tensão na entrada com o duty cycle.

Uma vez concluídas as simulações iniciais do conversor DC-DC, passou-se ao seu desenho na ferramenta *S-Edit* (Figura 4.14). Como interruptor utilizou-se um MOSFET do tipo n, com $W/L = 220\mu/2\mu$. Após realizadas algumas simulações alguns valores de componentes foram alterados, de modo a que fosse obtido os valores e funcionamento pretendido para o conversor. A resistência de entrada passou a ser de 20Ω , a bobine $2mH$ e o condensador $100\mu F$.

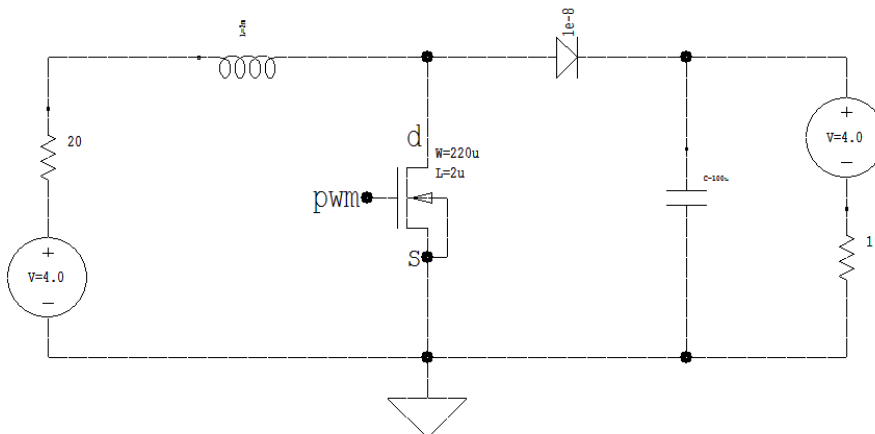


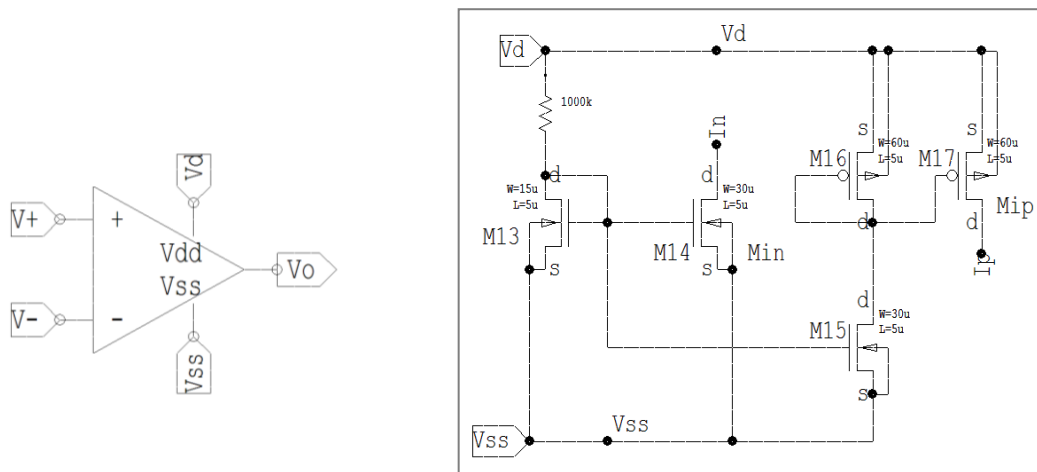
Figura 4.14 Conversor step-up no *S-Edit*, com NMOS 220/2.

4.2.3. Amplificador

Para efetuar a leitura da corrente na saída da bateria e converter o seu valor numa tensão foi necessário desenvolver uma componente analógica. Para além disso, é também necessário efetuar a comparação entre a tensão armazenada e a atual. Dessa forma, recorreu-se ao amplificador *rail-to-rail*, que permite medir toda a excursão de funcionamento do amplificador e também pode funcionar como comparador.

4.2.3.1. Amplificador Rail-to-Rail

A escolha de um amplificador *rail-to-rail* para o presente projeto prende-se com o facto de ser necessário amplificar toda a gama de tensão . Este tipo de amplificadores amplifica em toda a gama de tensão, devido ao facto de possuir três andares. Num andar diferencial com NMOS na entrada, a tensão de entrada vai até à tensão de alimentação positiva, ou mesmo um pouco acima. Num andar diferencial com PMOS na entrada, a tensão de entrada vai desde até à tensão de alimentação negativa, podendo tal como no andar anterior passar um pouco este limite. Num terceiro andar de entrada rail-to-rail os dois circuitos são aproveitados.



Fonte de corrente

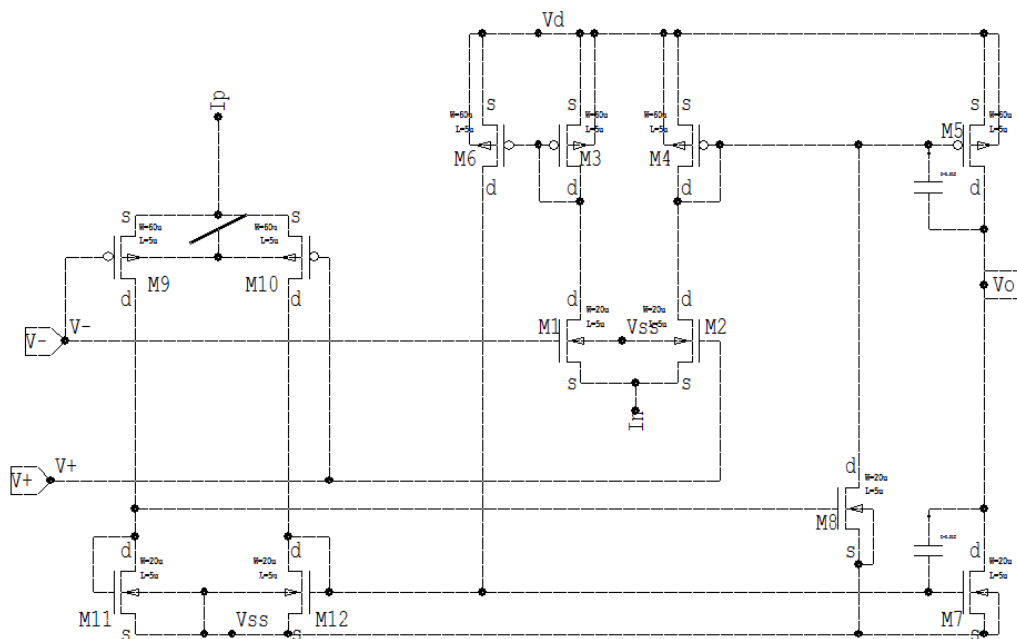


Figura 4.15 Amplificador operacional *rail-to-rail*. M13 = 15/5; M14 e M15 = 30/5; restantes NMOS = 20/5 e todos os PMOS = 60/5.

Uma vez construído o amplificador, foram realizados vários testes para estudar o seu funcionamento. O primeiro teste realizado foi para a excursão de entrada. Utilizou-se uma onda sinusoidal de 10 mV de amplitude e frequência de 10kHz, em malha aberta. O ampop foi alimentado entre 0V e 4V, uma vez que corresponde aos valores tomados pela saída do conversor. Durante a simulação os valores obtidos na saída variaram entre 0.08V e 3.91V.

Posteriormente estudou-se a excursão de saída do amplificador com a comparação de duas ondas, uma quadrada de amplitude 4V e uma reta que varia entre -1V e 5V, como se pode verificar no gráfico da Figura 4.16 através das curvas verde e vermelha, respetivamente. Inicialmente foi realizado o teste para o amplificador sem carga. O resultado obtido está também presente no gráfico roxo da Figura 4.16, e como se pode observar, a saída toma o valor máximo e mínimo exceto quando a curva vermelha toma valores com diferença inferior a 0.2V das tensões de alimentação.

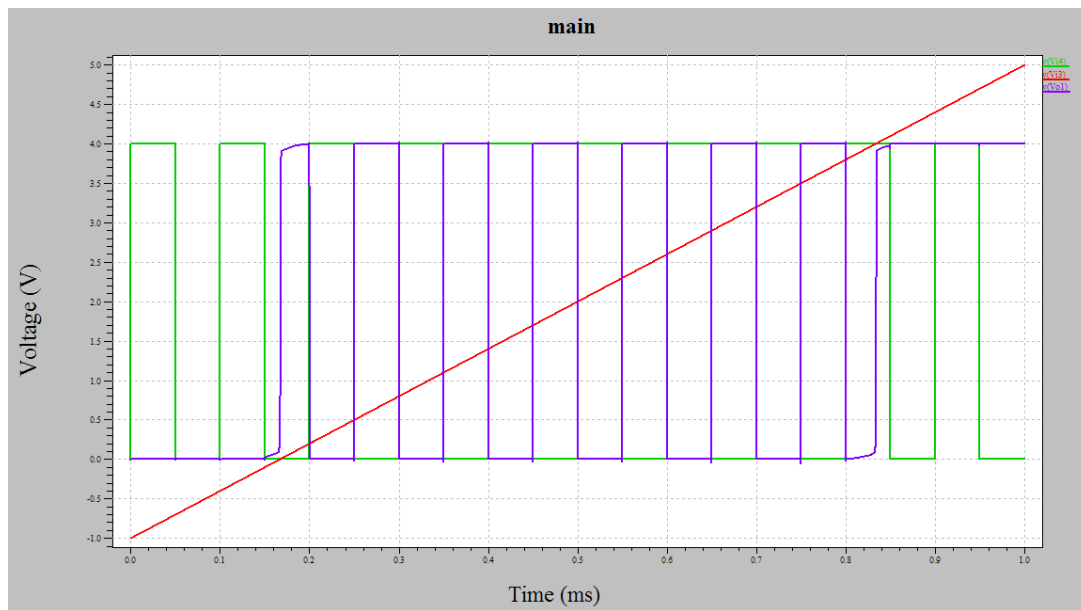


Figura 4.16 Excursão de saída do amplificador sem carga.

De seguida foi realizada mesma simulação, mas agora com uma carga na saída ligada à massa, como se pode ver na montagem da Figura 4.17.

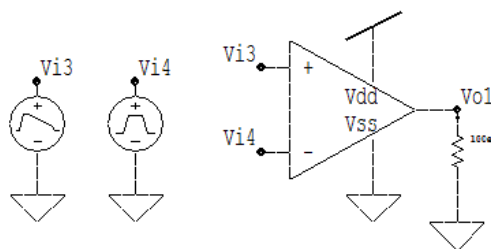


Figura 4.17 Montagem utilizada para determinar excursão de saída com carga ligada à massa.

A simulação foi efetuada para diferentes valores de resistências, de modo a poder determinar qual a variação da excursão de saída com a variação do valor da carga. Na Figura 4.18 e na Figura 4.19, apresentam-se dois resultados obtidos, o primeiro para uma carga de $1\text{M}\Omega$ e a segunda para uma carga de $400\text{k}\Omega$.

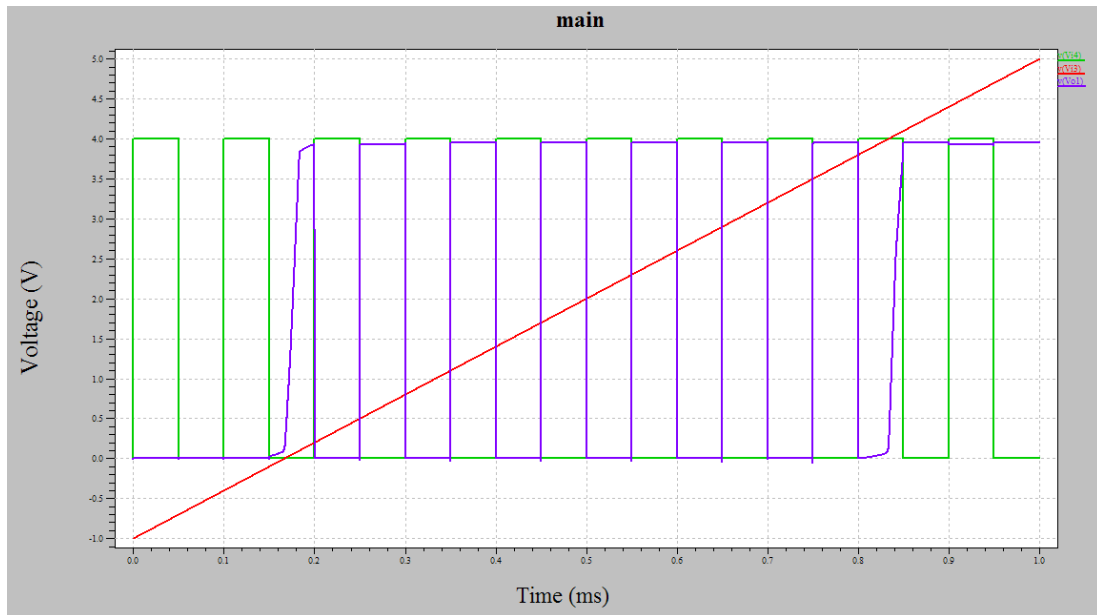


Figura 4.18 Excursão de saída do amplificador ligado a uma carga de $1M\Omega$ ligada à massa.

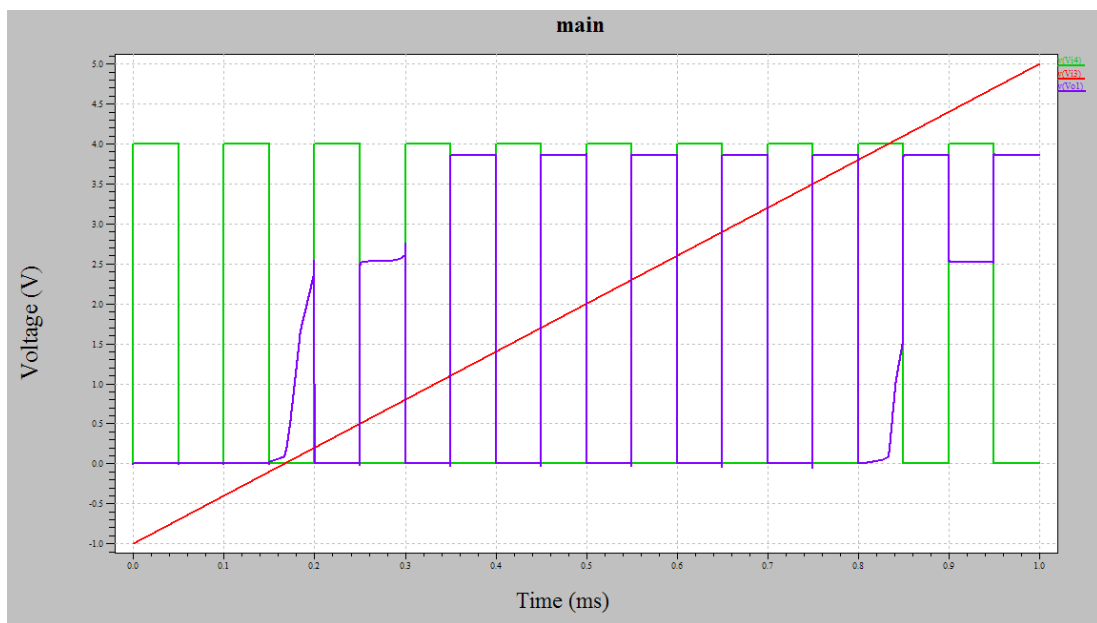


Figura 4.19 Excursão de saída do amplificador ligado a uma carga de $400K\Omega$ ligada à massa.

A partir dos gráficos obtidos, foi possível tirar os valores mínimos e máximos da excursão de saída, sendo então possível a determinação da variação da excursão de saída em função da resistência da carga. Observando o gráfico da Figura 4.20, verifica-se que até $10k\Omega$ a tensão de saída é praticamente nula, aumentando deste valor até aproximadamente $1M\Omega$, a partir do qual o valor da tensão de saída para ser máximo. Pode concluir-se que, para aplicações em que a carga esteja ligada à massa, este deve ser igual ou superior a $1M\Omega$, de modo a que a amplificação seja máxima.

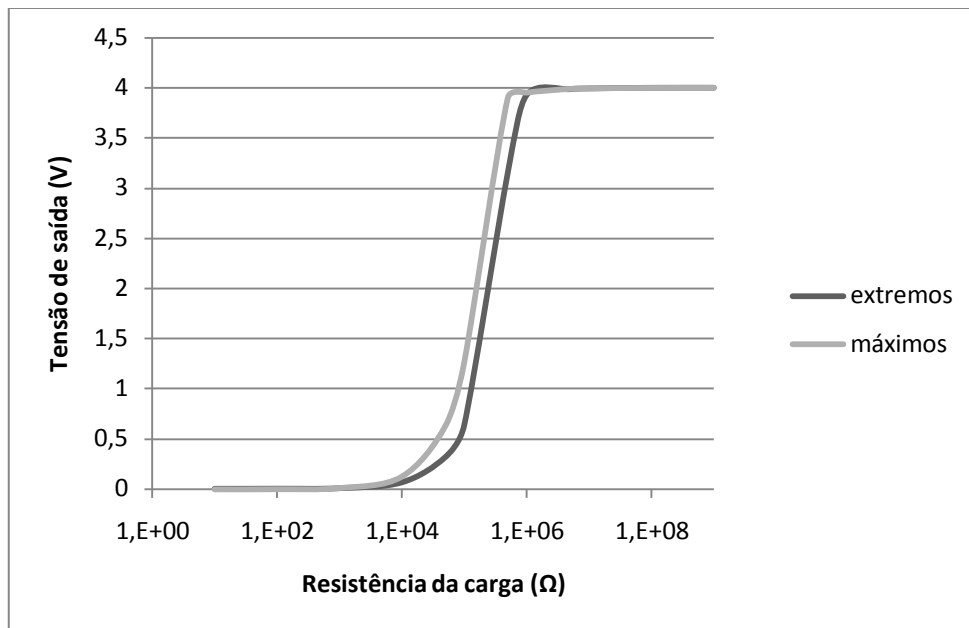


Figura 4.20 Variação da tensão de saída em função da variação da carga ligada à massa.

O mesmo procedimento foi realizado para a carga ligada a Vdd, com a montagem presente na Figura 4.20. Da mesma forma foram efetuadas medições para diferentes valores de resistência, de modo a ser possível determinar a relação entre a variação da tensão de saída em função da carga.

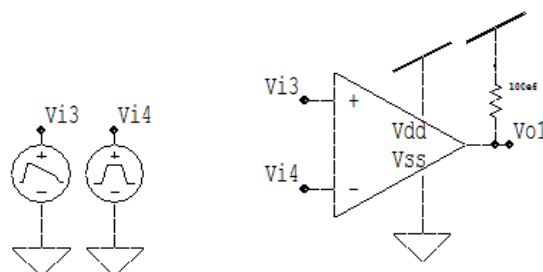


Figura 4.21 Montagem utilizada para determinar excursão de saída com carga ligada à massa a Vdd.

Os resultados obtidos estão presentes no gráfico da Figura 4.21, e através da sua análise verifica-se que o seu comportamento é inverso ao do amplificador com uma carga ligada à massa. Ou seja, para valores da carga inferiores a 10kΩ o valor da tensão de saída é máximo, decrescendo até 1MΩ, e a partir do qual o valor da tensão de saída passa a ser zero. Como tal, quando o amplificador for utilizado com uma carga ligada a Vdd, o seu valor deve ser inferior a 10k Ohms, de modo a conseguir a maior amplitude da tensão de saída.

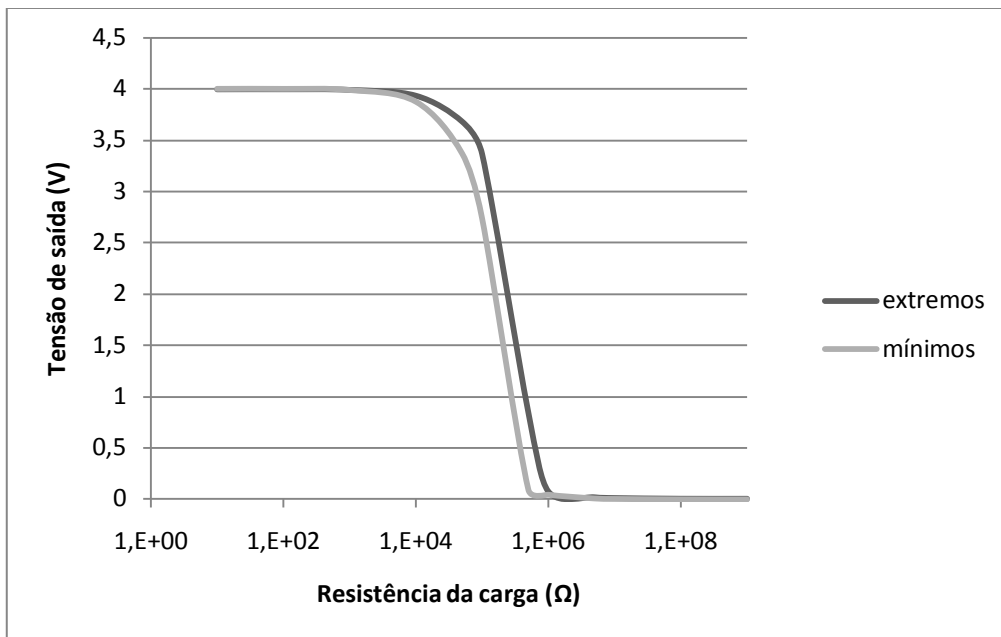


Figura 4.22 Variação da tensão de saída em função da carga ligada a Vdd

O amplificador pretendido para o projeto deve ter um ganho de aproximadamente 100, como tal foi adicionada uma malha de compensação e feedback, com duas resistências na saída, como apresentado na Figura 4.23. O ampop toma a diferença entre as duas entradas e multiplica pelo ganho. Idealmente esta malha na carga não deve ser resistiva, uma vez que elimina o ganho do segundo andar do amplificador. Para se poderem utilizar resistências sem eliminar o ganho do segundo andar do amplificador, estas devem ser da ordem dos mega Ohms [101].

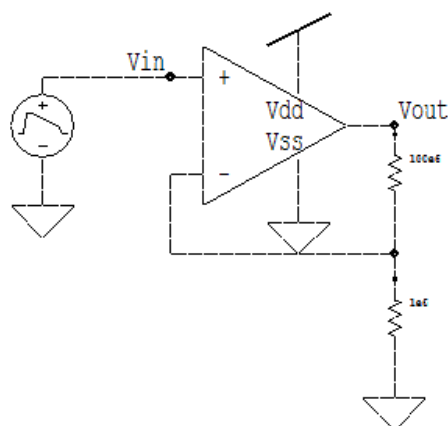


Figura 4.23 Amplificador operacional rail-to-rail.

De modo a confirmar o ganho do amplificador, colocou-se na entrada uma tensão a variar linearmente entre 0 e 10 mV.

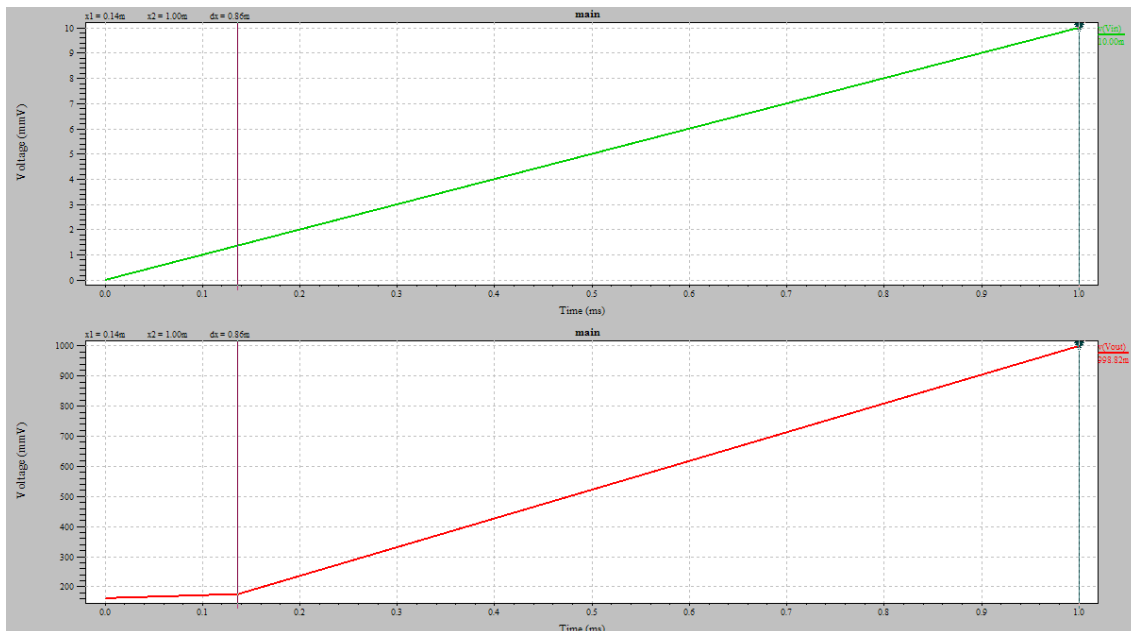


Figura 4.24 Simulação do ganho do amplificador.

Pelo que se pode observar nos gráficos da Figura 4.24, a saída (vermelho) é aproximadamente constante para uma tensão de entrada inferior a 1.4mV, e começa a ter um comportamento linear para valores superiores, sendo que atinge o máximo de 0.99V. Este valor vai de encontro ao esperado, uma vez que a malha de feedback e compensação foi desenhado de modo a obter-se um ganho de 100.

Como o principal objetivo deste teste é identificar o comportamento da corrente à saída do amplificador é então necessário obter a curva característica I-V. Depois de efetuadas as medições necessárias obteve-se os gráficos das Figura 4.25 e Figura 4.26, que mostram a variação da tensão de saída com a corrente na carga e com a corrente de entrada respetivamente. Pela observação dos gráficos verifica-se que a tensão varia linearmente tanto com a corrente na carga como com a corrente na entrada.

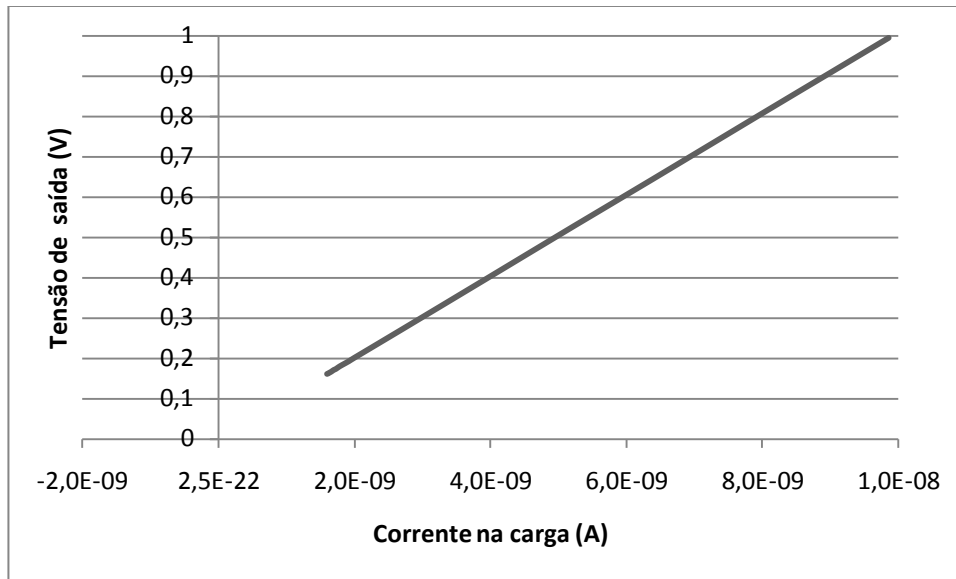


Figura 4.25 Variação da tensão de saída com a corrente na carga.

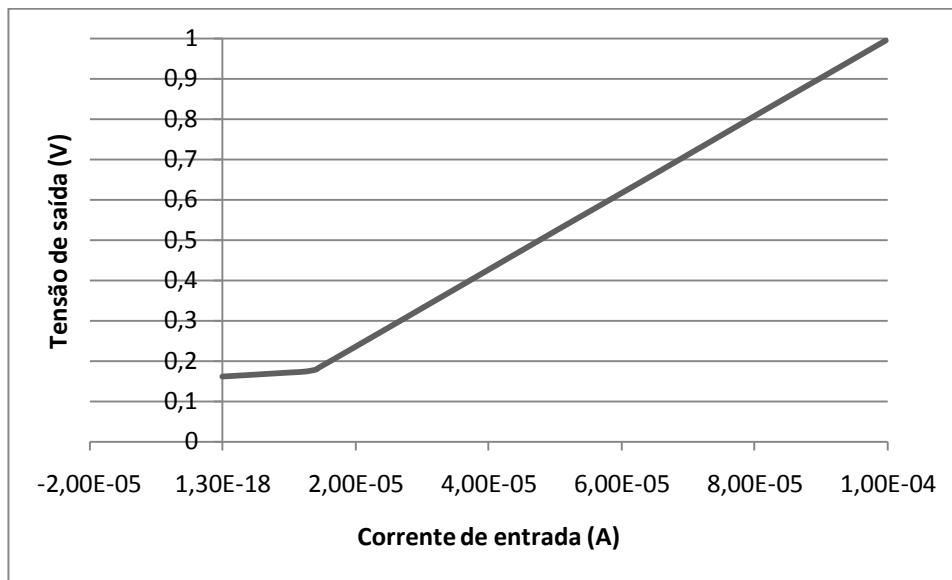


Figura 4.26 Variação da tensão de saída com a corrente de entrada.

Com a finalidade de aproximar a simulação a uma situação real, adicionou-se à entrada do amplificador uma fonte de corrente em paralelo com uma resistência conforme a montagem presente na Figura 4.27.

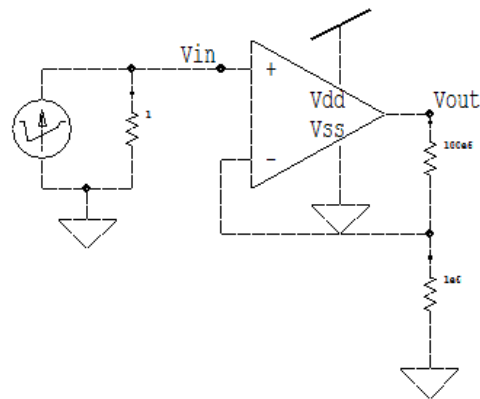


Figura 4.27 Utilização do amplificador para medição da corrente no circuito a implementar.

Pela interpretação dos gráficos da Figura 4.28, verifica-se que para uma corrente de entrada que varia linearmente de 0 a 10mA (verde), a tensão de saída (vermelho) apresente um comportamento linear a partir dos 0,17V, sendo até aí aproximadamente constante. O mesmo comportamento é verificado para a corrente de saída. Até aos 1,71nA é aproximadamente constante apresentando depois um comportamento linear.

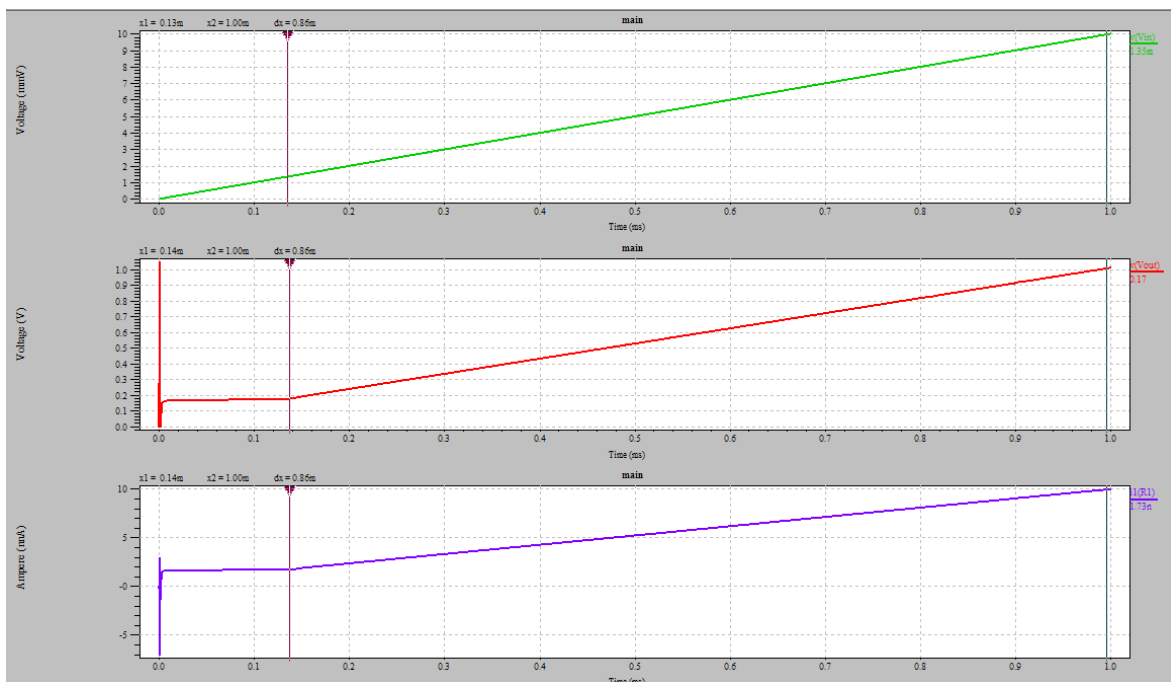


Figura 4.28 Simulação da montagem amplificadora aproximada a uma situação real.

Para determinar a estabilidade do amplificador foi necessário realizar e analisar o diagrama de bode. Para tal, foi realizada a montagem presente na Figura 4.29.

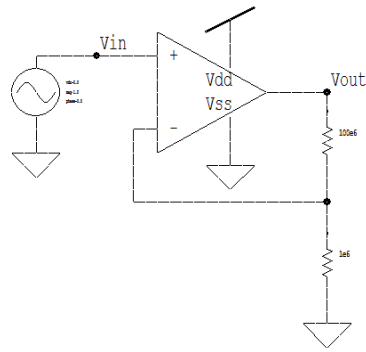


Figura 4.29 Montagem utilizada para traçar o diagrama de bode.

Para que a montagem amplificadora seja estável, deve apresentar um ganho inferior a 1dB, quando a fase é 180°. Pela análise do gráfico da Figura 4.30, verifica-se que o ganho é inferior a 1, logo o amplificador é estável.

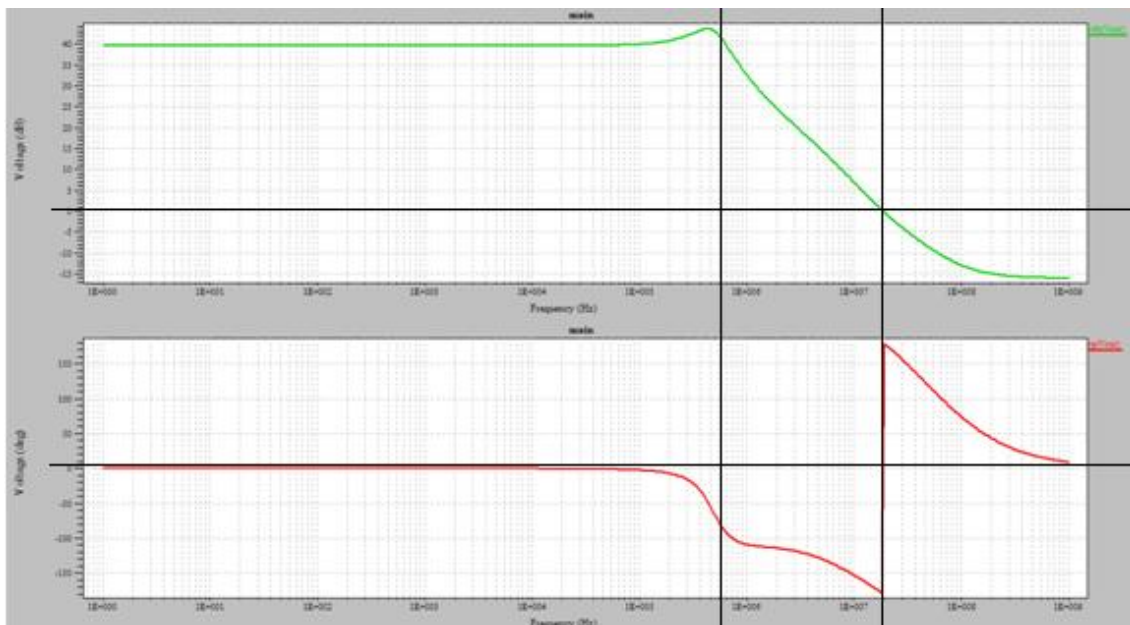


Figura 4.30 Diagrama de Bode da montagem amplificadora.

4.2.4. Controlo

O bloco de controlo do circuito consiste na implementação do algoritmo de MPPT. O algoritmo desenvolvido baseia-se no ponto máximo da corrente fornecida pelo painel fotovoltaico. Ou seja, o algoritmo baseia-se na comparação da corrente fornecida à carga em momentos de tempo diferentes, a corrente atual I e a corrente anterior I_{ant} . Consoante o valor da comparação, o circuito de contro ajusta o valor de PWM.

4.2.4.1. Máquina de Estados

De modo a garantir o correto funcionamento do MPPT, foi desenvolvida uma máquina de estados. Esta controla o ponto de potência a que o painel fotovoltaico. Para tal, analisa a corrente fornecida à bateria e caso seja necessário incrementa (UP) ou decrementa (DOWN) o sinal de PWM.

Foi necessária a distinção das diferentes variáveis da máquina de estados. As variáveis de entrada são:

- “Espera” – E .
- “Corrente” – I .

As variáveis de saída são:

- “Sample & Hold” – Sw .
- “Incremento” – Up .
- “Decremento” – Dw .
- “Reset” – Rs .

A máquina de estados obtida apresenta-se no diagrama da Figura 4.31.

Ao introduzir-se as variáveis de estado supracitadas, a máquina de estados pode ser traduzida conforme o diagrama da Figura 4.32.

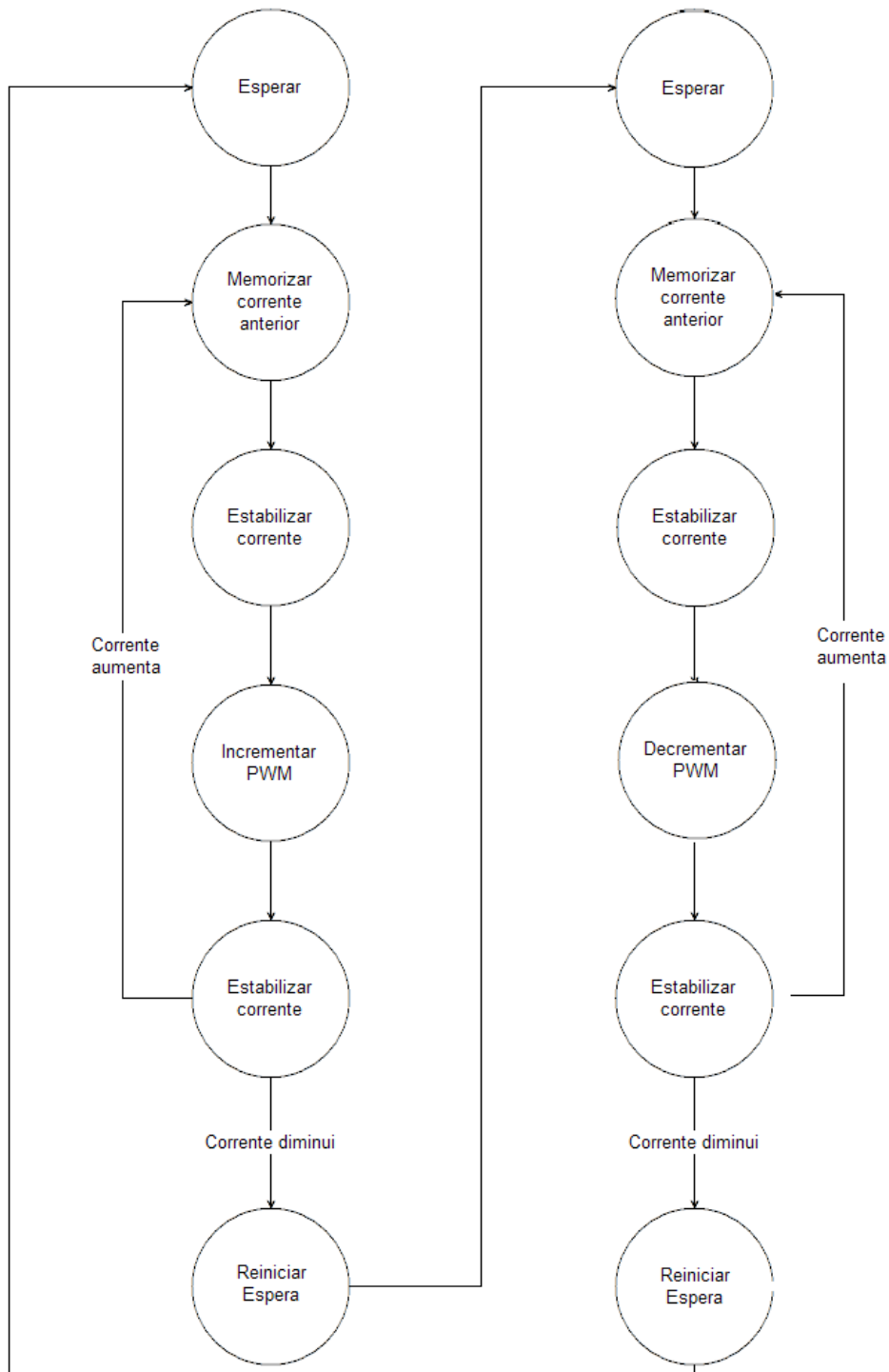


Figura 4.31 Diagrama da máquina de estados do algoritmo de MPPT.

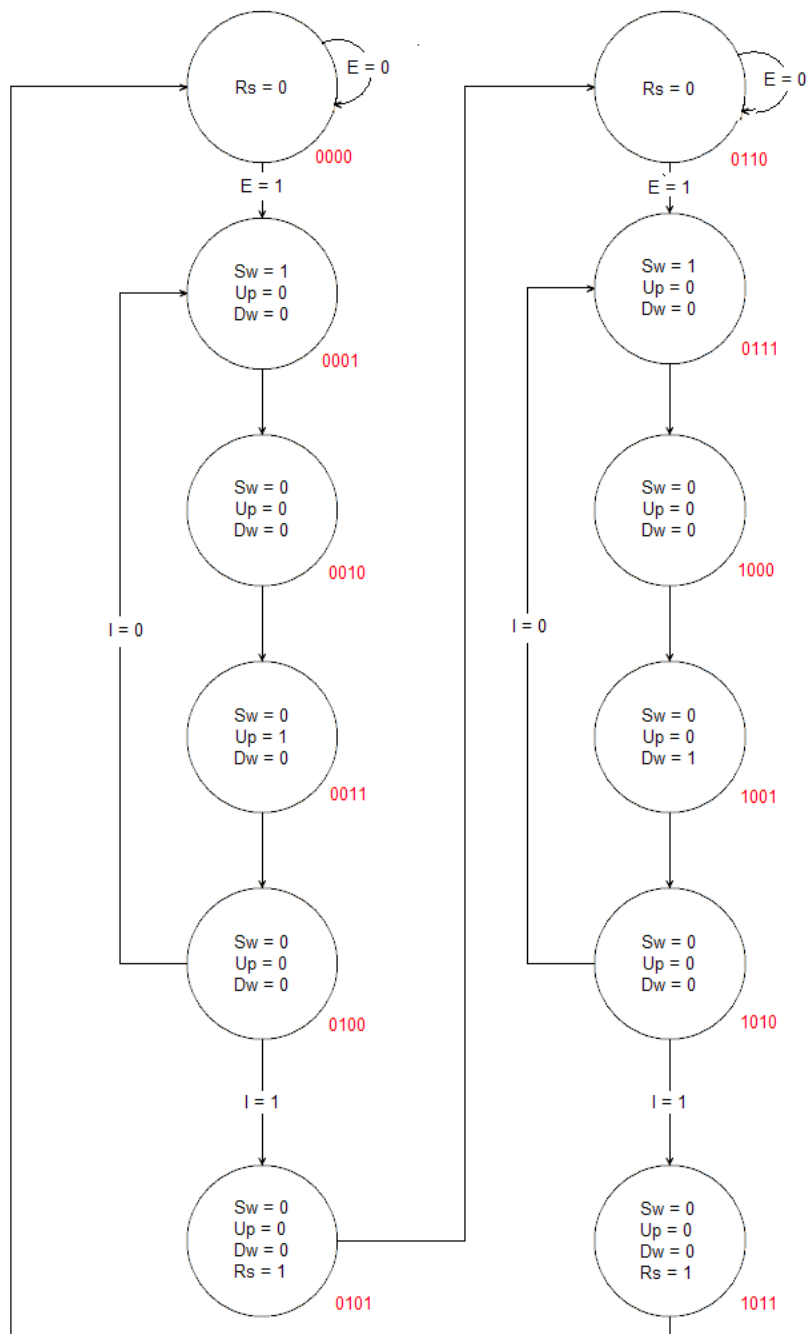


Figura 4.32 Variáveis da máquina de estados do algoritmo MPPT implementado.

Uma vez definida a máquina de estados do circuito de controlo, é necessário extrair as equações que definem os estados, para posteriormente se construir o circuito. Para tal, é necessário construir a Tabela de Verdade referente às entradas da máquina de estados do circuito de controlo (Tabela 4.2).

Tabela 4.2 Tabela de Verdade das entradas da máquina de estados.

| Q3 | Q2 | Q1 | Q0 | E | I | D3 | D2 | D1 | D0 |
|----|----|----|----|---|---|----|----|----|----|
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | X | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | X | 0 | 0 | 0 | 1 |
| 0 | 0 | 0 | 1 | X | X | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 0 | 0 | 1 | 0 | X | X | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 0 | 0 | 1 | 1 | X | X | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 0 | 0 | X | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| 0 | 1 | 0 | 0 | X | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| 0 | 1 | 0 | 1 | X | X | 0 | 1 | 1 | 0 |
| 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | X | 0 | 1 | 1 | 0 |
| 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | X | 0 | 1 | 1 | 1 |
| 0 | 1 | 1 | 1 | X | X | 1 | 0 | 0 | 0 |
| 1 | 0 | 0 | 0 | X | X | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 1 | 0 | 0 | 1 | X | X | 1 | 0 | 1 | 0 |
| 1 | 0 | 1 | 0 | X | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 1 | 0 | X | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 1 | 1 | X | X | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 1 | 1 | 0 | 0 | X | X | X | X | X | X |
| 1 | 1 | 0 | 1 | X | X | X | X | X | X |
| 1 | 1 | 1 | 0 | X | X | X | X | X | X |
| 1 | 1 | 1 | 1 | X | X | X | X | X | X |

A partir da análise da Tabela 4.2, é possível determinar as equações de estado, que determinam qual o estado seguinte da máquina.

$$D_3 = Q_3 \cdot \overline{Q_1} + Q_3 \cdot \overline{Q_0} \cdot I + Q_2 \cdot Q_1 \cdot Q_0 \quad (4.1)$$

$$D_2 = Q_3 \cdot Q_1 \cdot \overline{Q_0} \cdot \overline{I} + Q_2 \cdot Q_1 \cdot \overline{Q_0} + Q_2 \cdot \overline{Q_1} \cdot Q_0 + Q_2 \cdot \overline{Q_0} \cdot I + \overline{Q_3} \cdot \overline{Q_2} \cdot Q_1 \cdot Q_0 \quad (4.2)$$

$$D_1 = Q_1 \cdot \overline{Q_0} + \overline{Q_1} \cdot Q_0 \quad (4.3)$$

$$D_0 = Q_3 \cdot \overline{Q_0} + Q_2 \cdot \overline{Q_1} \cdot \overline{Q_0} + \overline{Q_2} \cdot Q_1 \cdot \overline{Q_0} + \overline{Q_0} \cdot E \quad (4.4)$$

Para além da análise das variáveis de entrada, é necessário avaliar como funcionam as variáveis de saída. Assim, elaborou-se a Tabela de Verdade das variáveis de saída (Tabela 4.3), de modo a ser possível obter as equações das mesmas.

Tabela 4.3 Tabela de Verdade das saídas da máquina de estados.

| B3 | B2 | B1 | B0 | Sw | Rs | Up | Dw |
|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | X | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | X | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | X | 1 | 0 |
| 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | X | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | X | 0 | 0 |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | X | 0 | 0 |
| 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | X | 0 | 1 |
| 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | X | 0 | 0 |
| 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 1 | 1 | 0 | 0 | X | X | X | X |
| 1 | 1 | 0 | 1 | X | X | X | X |
| 1 | 1 | 1 | 0 | X | X | X | X |
| 1 | 1 | 1 | 1 | X | X | X | X |

A partir da análise da Tabela 4.3, foi possível definir qual as equações que definem as variáveis de saída, as quais são apresentadas de seguida.

$$S_W = D_2 \cdot D_1 \cdot D_0 + \overline{D_3} \cdot \overline{D_2} \cdot \overline{D_1} \cdot D_0 \quad (4.5)$$

$$R_S = D_0 \quad (4.6)$$

$$U_P = \overline{D_3} \cdot \overline{D_2} \cdot D_1 \cdot D_0 \quad (4.7)$$

$$D_W = D_3 \cdot \overline{D_1} \cdot D_0 \quad (4.8)$$

Depois de terem sido completadas todas as etapas de definição do circuito do controlo, passou-se então à fase de construção e teste.

A construção do circuito de controlo foi elaborada através da associação de portas lógicas, que definem as operações existentes em cada uma das equações de entradas e saídas apresentadas anteriormente. Por isso, foi necessária a construção das portas lógicas para o projeto, cujo desenho, tabela de verdade e simulações são apresentadas de seguida.

De referir que a ferramenta utilizada para construir o projeto foi o S-Edit™, um ambiente de programação gráfica para *design* de circuitos, integrado no Tanner EDA's T-Spice™.

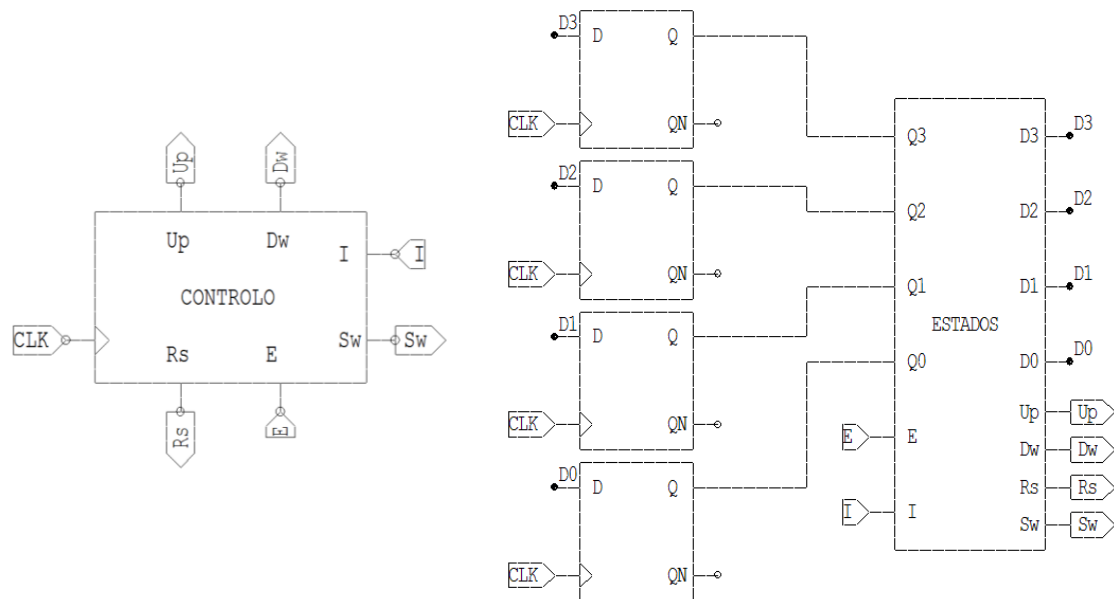


Figura 4.33 Máquina de estados do circuito de controlo.

4.2.4.2. Portas Lógicas

As portas lógicas são blocos fundamentais nos circuitos integrados digitais, uma vez que executam funções lógicas básicas. A maioria das portas lógicas toma uma entrada entre dois valores lógicos, e um valor de saída, “1” ou “0”.

- **NOT**

A porta NOT, ou inversora, inverte o valor presente na entrada como se pode observar na Tabela 4.4.

Tabela 4.4 Tabela de Verdade da porta lógica NOT.

| Entrada | Saída |
|----------|--------------|
| A | NOT A |
| 0 | 1 |
| 1 | 0 |

Na sua construção são utilizados dois MOSFETs, um NMOS e um PMOS, ligados pelos seus drenos, como se pode observar

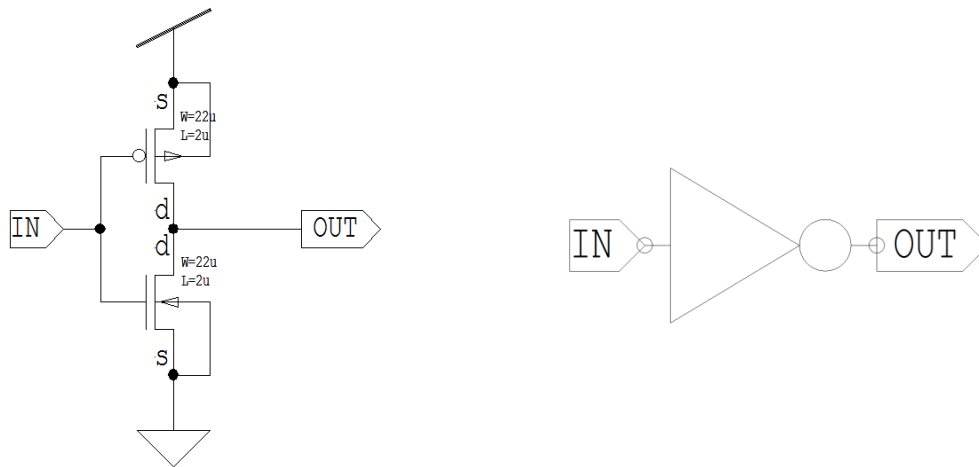


Figura 4.34 Porta lógica NOT. MOSFETs 22/2.

O resultado da simulação da porta lógica está presente na Figura 4.35. através da sua análise, confirma-se que a saída OUT é o inverso da entrada IN. A simulação foi realizada para todas a portas lógicas construídas, de modo a verificar se o seu funcionamento era o correto.

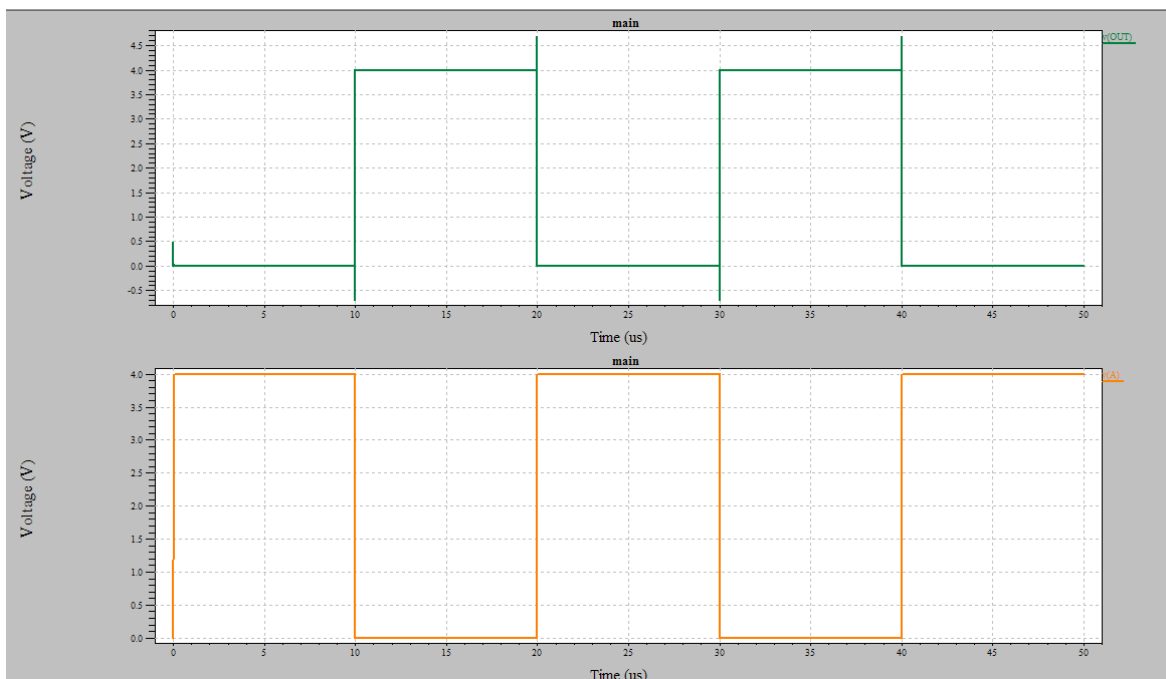


Figura 4.35 Simulação da porta lógica NOT, onde a curva de saída (verde) é o inverso da curva de entrada (laranja).

- **NAND**

A porta lógica NAND apresenta duas entradas, A e B, e pode apresentar dois valores na saída, consoante a combinação de estados lógicos presente na sua entrada, como se pode verificar na Tabela de Verdade (Tabela 4.5). Foi construída utilizando dois NMOS e dois PMOS, segundo o esquema da Figura 4.36.

Tabela 4.5 Tabela de Verdade da porta lógica NAND.

| Entrada | | Saída |
|---------|---|----------|
| A | B | A NAND B |
| 0 | 0 | 1 |
| 0 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 1 |
| 1 | 1 | 0 |

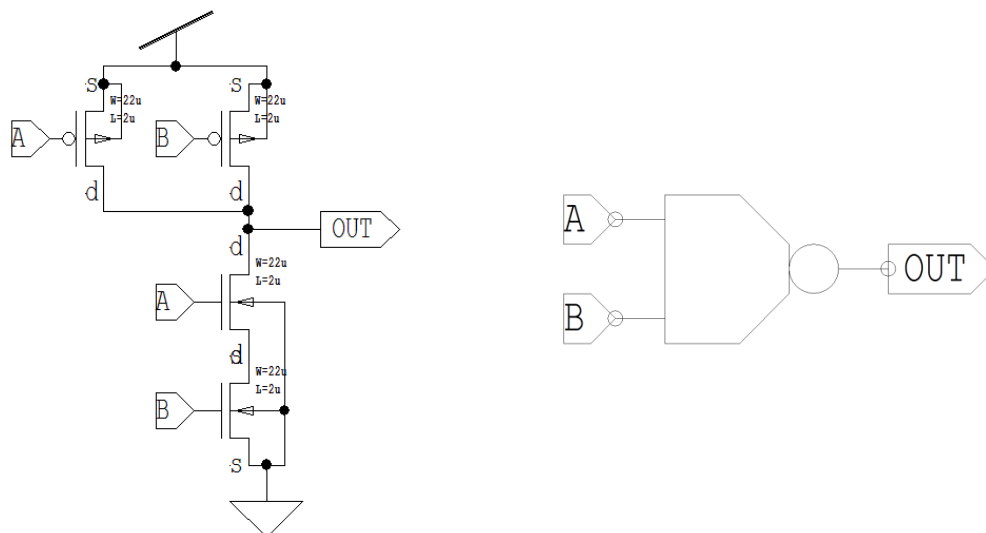


Figura 4.36 Porta lógica NAND. MOSFETs 22/2.

- **NOR**

A porta lógica NOR apresenta duas entradas, A e B, e pode apresentar dois valores na saída, consoante a combinação de estados lógicos presente na sua entrada, como se pode verificar na Tabela de Verdade (Tabela 4.6). Foi construída utilizando dois NMOS e dois PMOS, segundo o esquema da Figura 4.37.

Tabela 4.6 Tabela de Verdade da porta lógica NOR.

| Entrada | | Saída |
|---------|---|---------|
| A | B | A NOR B |
| 0 | 0 | 1 |
| 0 | 1 | 0 |
| 1 | 0 | 0 |
| 1 | 1 | 0 |

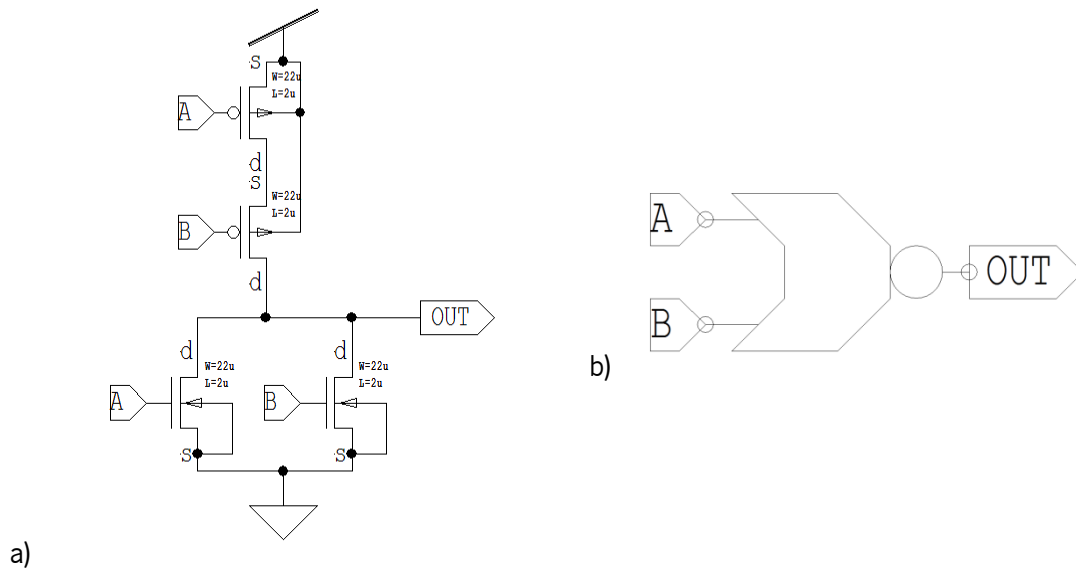


Figura 4.37 Porta lógica NOR. MOSFETs 22/2.

• **AND**

A porta lógica AND obtém-se através na negação da NAND, como se pode observar na Tabela 4.7. Dessa forma, na sua construção utilizou-se as portas NAND e NOT já construídas, como se pode observar na Figura 4.38.

Tabela 4.7 Tabela de Verdade da porta lógica AND.

| Entrada | | Saída |
|---------|---|---------|
| A | B | A AND B |
| 0 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 0 |
| 1 | 0 | 0 |
| 1 | 1 | 1 |

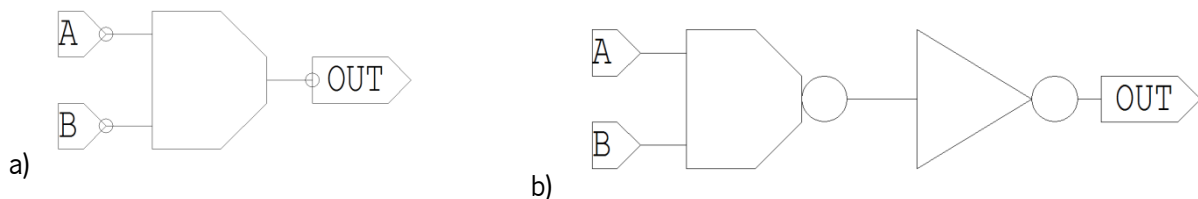


Figura 4.38 a) Porta AND **b)** construída a partir de uma NAND ligada a uma NOT.

• **OR**

A porta lógica OR obtém-se através na negação da NOR, como se pode observar na Tabela 4.8. Assim, na sua construção utilizou-se as portas NOR e NOT já construídas, como se pode observar na Figura 4.39.

Tabela 4.8 Tabela de Verdade da porta lógica OR.

| Entrada | | Saída |
|---------|---|--------|
| A | B | A OR B |
| 0 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 1 |
| 1 | 1 | 1 |

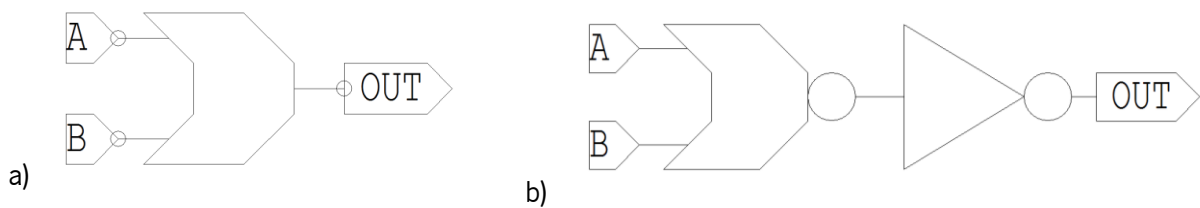


Figura 4.39 a) Porta OR **b)** construída a partir de uma NOR ligada a uma NOT.

• **XOR**

A porta lógica XOR, ou *exclusive OR*, possui duas entradas e o valor da saída é “1” quando uma, e só uma das suas entradas é “1”, como se pode observar na Tabela 4.9. Foi desenhada a três das portas já desenhadas, NAND, OR e AND (Figura 4.40).

Tabela 4.9 Tabela de Verdade da porta lógica XOR.

| Entrada | | Saída |
|---------|---|---------|
| A | B | A XOR B |
| 0 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 1 |
| 1 | 1 | 0 |

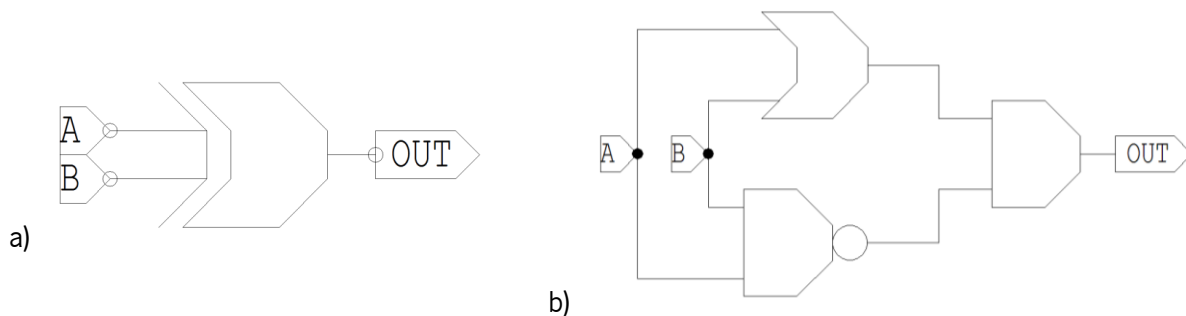


Figura 4.40 a) Porta XOR **b)** construída com recurso às portas NAND, OR e AND.

4.2.5. Estados

Na construção da máquina de estados do circuito de controlo, teve de se efetuar o desenho correspondente às equações dos estados, com recurso a portas lógicas. Foi criado o bloco “Estados”, no qual se calculam os valores do estado seguinte que a máquina deve tomar, assim como o valor das variáveis de saída (Figura 4.41). O valor do estado seguinte é definido pelas variáveis D_3 , D_2 , D_1 e D_0 , que corresponde aos bits que definem o estado, do mais significativo para o menos significativo, respetivamente. O valor do estado atual é definido pelas variáveis Q_3 , Q_2 , Q_1 e Q_0 , que corresponde aos bits que definem o estado, do mais significativo para o menos significativo, respetivamente. As variáveis de saída do circuito são Up , Dw , Rs e Sw e as variáveis de entrada são E e I , como foi referido anteriormente.

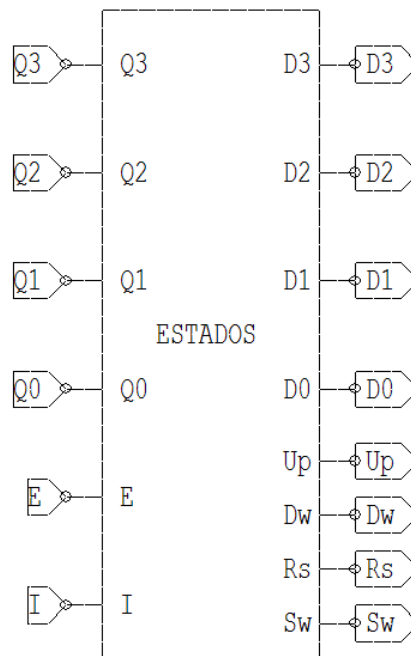


Figura 4.41 Bloco dos estados da com entradas e saídas da máquina.

O bit D_0 que define o valor do estado seguinte está apresentado na Figura 4.42.

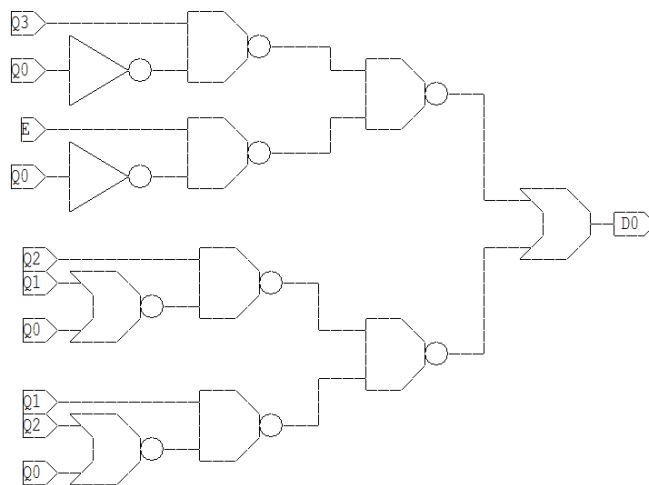


Figura 4.42 Bit menos significativo que define o estado seguinte da máquina de estados.

De seguida, apresenta-se o esquemático que define o bit D_1 .

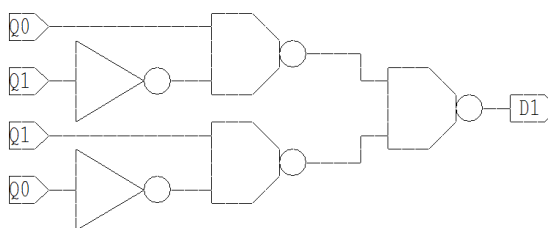


Figura 4.43 Segundo bit do estado seguinte da máquina de estados.

O bit D_2 que define o valor do estado seguinte está apresentado na Figura 4.44.

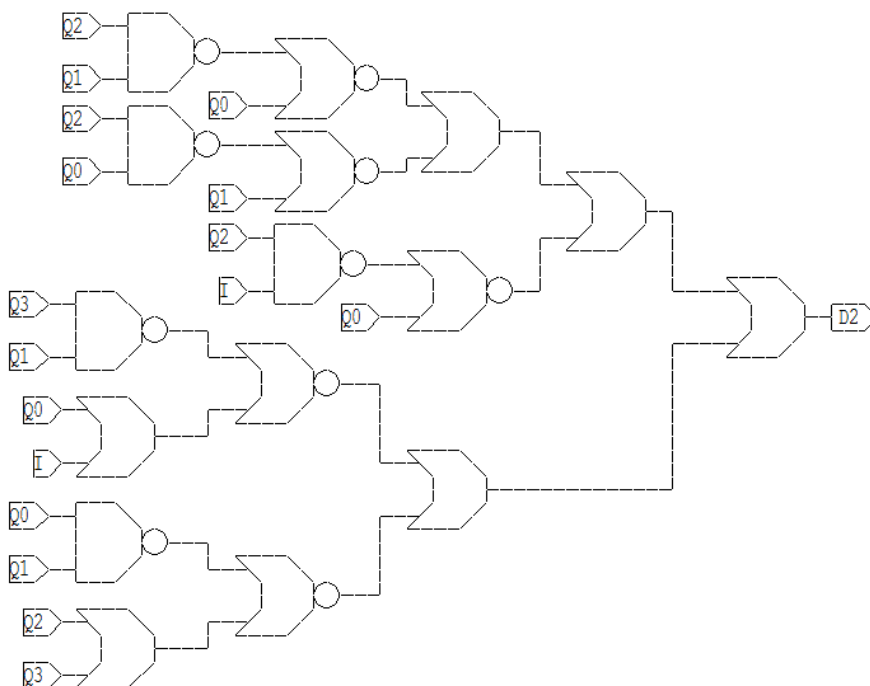


Figura 4.44 Terceiro bit do estado seguinte da máquina de estados.

De seguida, apresenta-se o esquemático que define o bit D_3 .

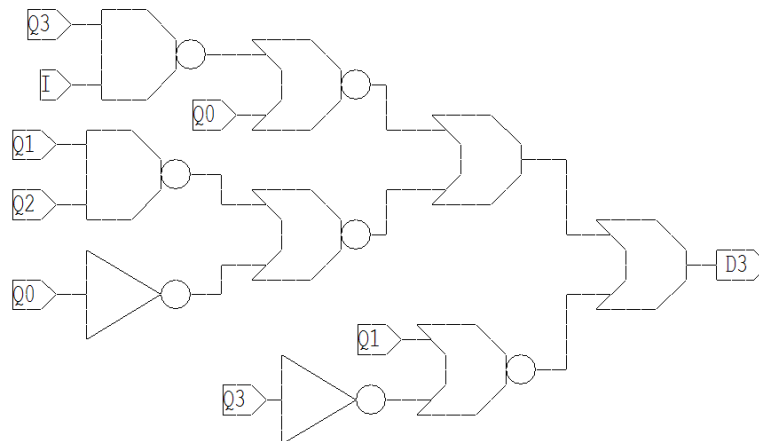


Figura 4.45 Bit mais significativo do estado seguinte da máquina de estados.

De seguida, apresentam-se o desenvolvimento das variáveis de saída da máquina de estados, de acordo com as equações obtidas para as mesmas.

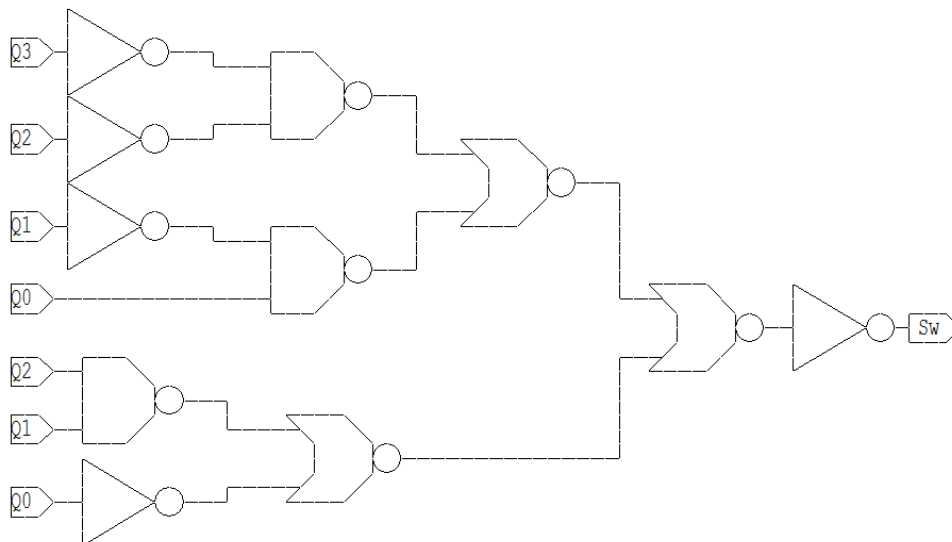


Figura 4.46 Variável Sw.

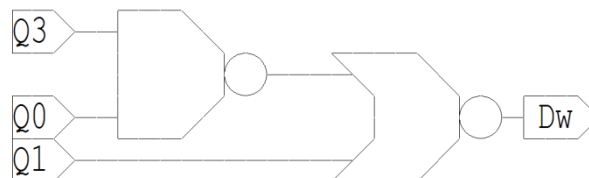


Figura 4.47 Variável de saída Dw.

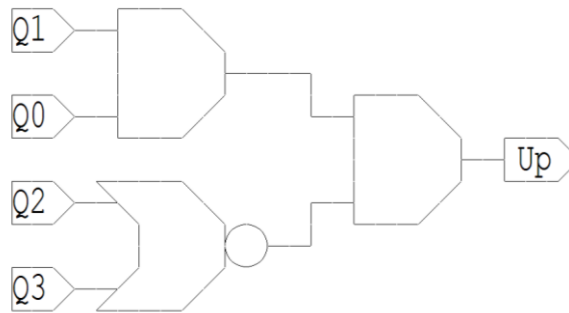


Figura 4.48 Variável de saída Up.

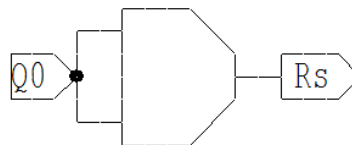


Figura 4.49 Variável Rs.

Foram efetuadas simulações para todos os estados possíveis da máquina de estados, de modo a confirmar se era obtido o pretendido, e para verificar qual o caminho da máquina nos estados não utilizados, uma vez que os estados são definidos por quatro bits, havendo 16 estados possíveis, embora só tenham sido definidos doze estados. Os valores introduzidos para as variáveis E e I estão presentes na Figura 4.50.

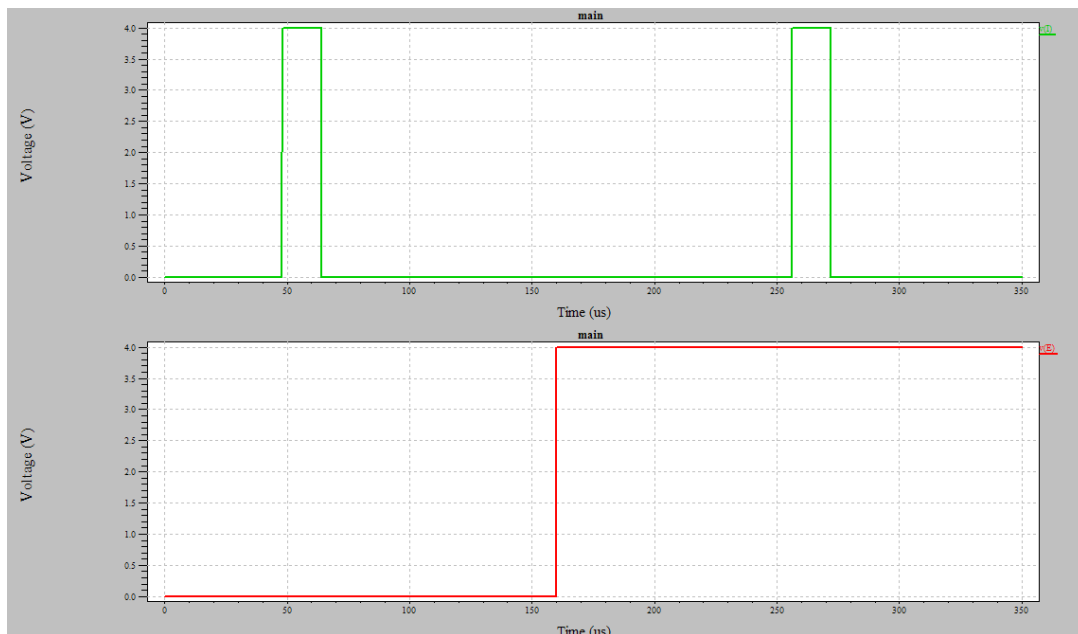


Figura 4.50 Valores utilizados na simulação dos estados para as variáveis I (verde) e E (vermelho).

Os resultados obtidos para o estado “0000” estão presentes na Figura 4.51, e pela sua observação confirma-se que para $E=0$ a máquina mantém-se no estado “0000” e quando $E=1$, a máquina passa para o estado seguinte, ou seja, para o estado “0001”.

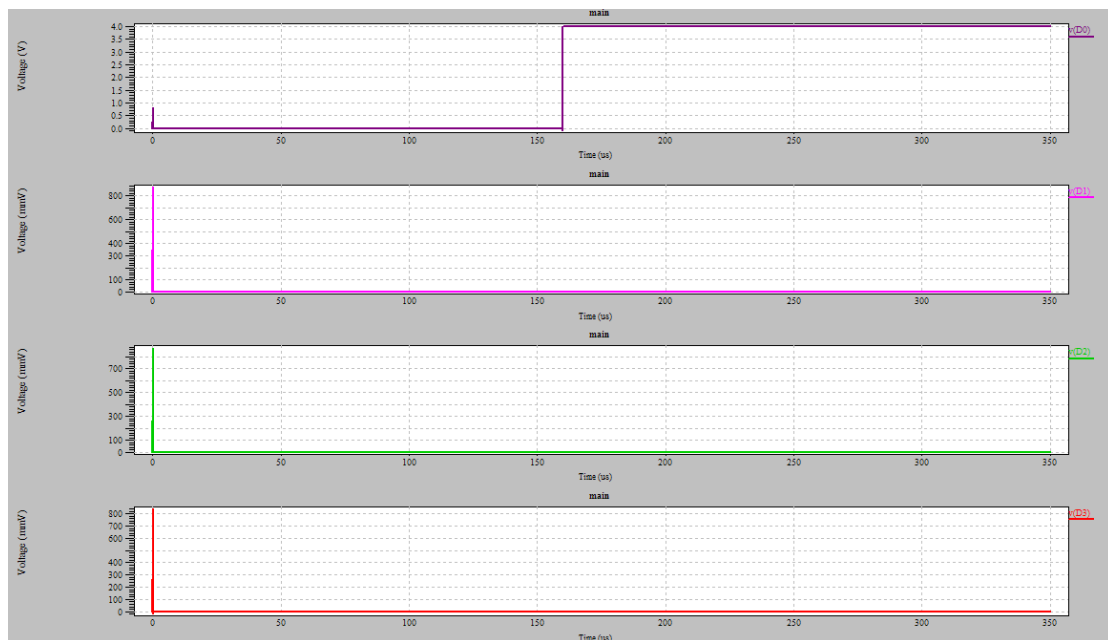


Figura 4.51 Resultados do estado seguinte obtidos para o estado “0000”. Os quatro gráficos representam o valor de cada bit, sendo D_0 a curva roxa, D_1 a curva cor-de-rosa, D_2 a verde e D_3 a curva vermelha.

Relativamente às variáveis de saída, os resultados apresentam-se na Figura 4.52. Os valores das variáveis de saída da máquina de estados deram todos zero, o que corresponde ao pretendido.

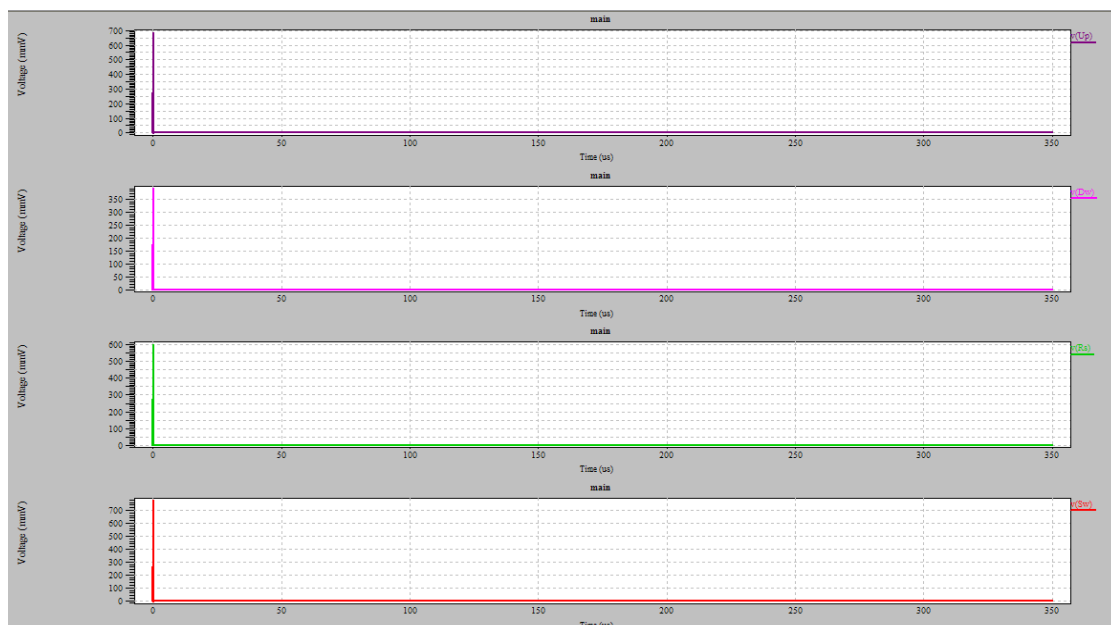


Figura 4.52 Resultados obtidos das variáveis de saída para o estado “0000”. Up corresponde à curva roxa, Dw à cor-de-rosa, Rs à verde e Sw à vermelha.

Uma vez concluída a definição das variáveis da máquina de estados, foi possível terminar a construção da mesma, como se pode observar Figura 4.33. Foi necessária a construção de um flip-flop tipo D, de modo a que o valor do estado da máquina fosse atualizado.

O flip-flop D apresenta duas entradas, a entrada D e o *clock*, e duas saídas, a Q e a QN, que é a negação da primeira. Responde à subida do *clock*, ou seja, quando passa de “0” para “1”, e o valor na entrada D é propagado até à saída Q, e é aí armazenado até que haja novo pulso do *clock*. O flip-flop D desenhado é ainda constituído por duas latches D, cuja montagem também se encontra na imagem Figura 4.53.

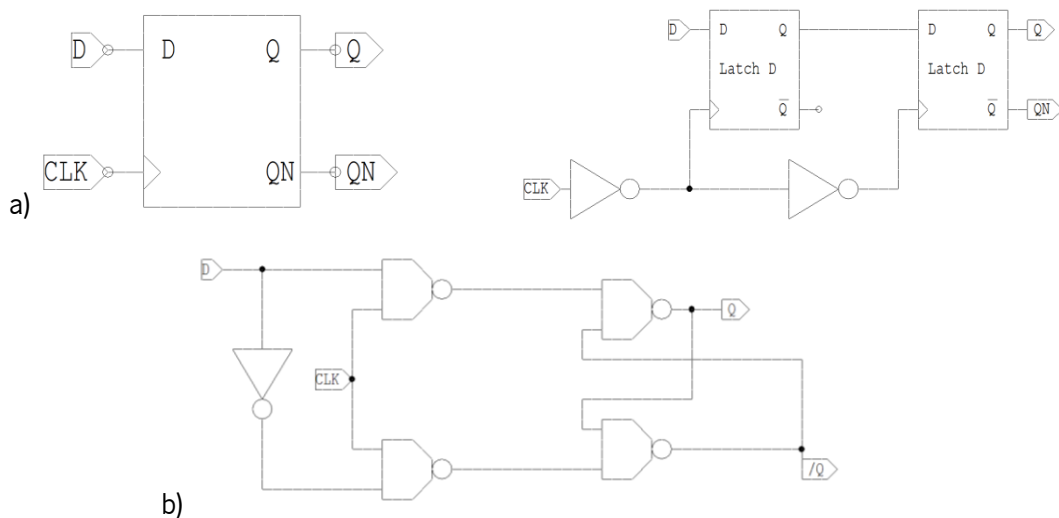


Figura 4.53 a) Flip-Flop D e b) Latch D.

Espera

O bloco Espera, cuja função é introduzir um tempo de espera na máquina de estados do circuito, possui duas entradas, o sinal *Rs* vindo da máquina de estados e o sinal *clk* que é o sinal relógio ao qual este bloco opera. Como se pode observar na Figura 4.54 é um contador de 2 bits constituído por dois flip-flops D com *preset* e *clear*.

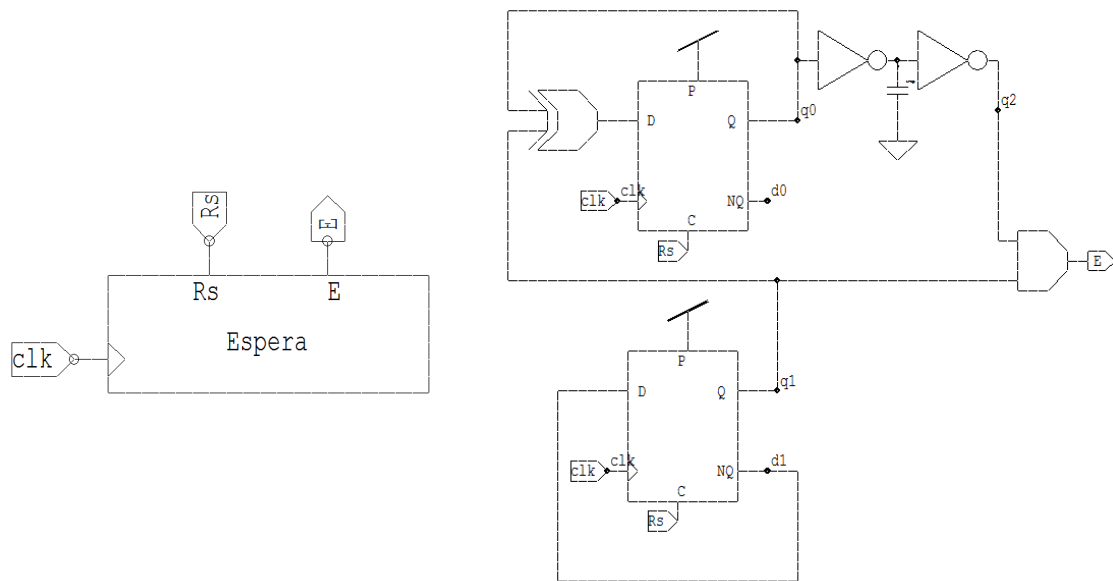


Figura 4.54 Espera.

No gráfico da Figura 4.55, pode observar-se os resultados da simulação da Espera. A curva verde representa o relógio *clk* cuja frequência de comutação é 62,5kHz. O bit mais significativo da contagem é a curva a vermelho, e o bit menos significativo é representado pela curva roxa. Analisando-se os bits da contagem juntamente com o sinal *Rs* (cor-de-rosa) vindo da máquina de estados, verifica-se que só quando *Rs* está no valor alto durante quatro ciclos de relógio é que é efetuada uma contagem completa, indo a contagem depois a zero. E como o valor de *E* (azul), só é verdadeiro quando os dois bits forem “1”, só no final da contagem é que o valor de *E* igual a “1” é enviado à máquina, o que significa que esta irá passar para o estado seguinte, segundo o diagrama de estados da Figura 4.32.

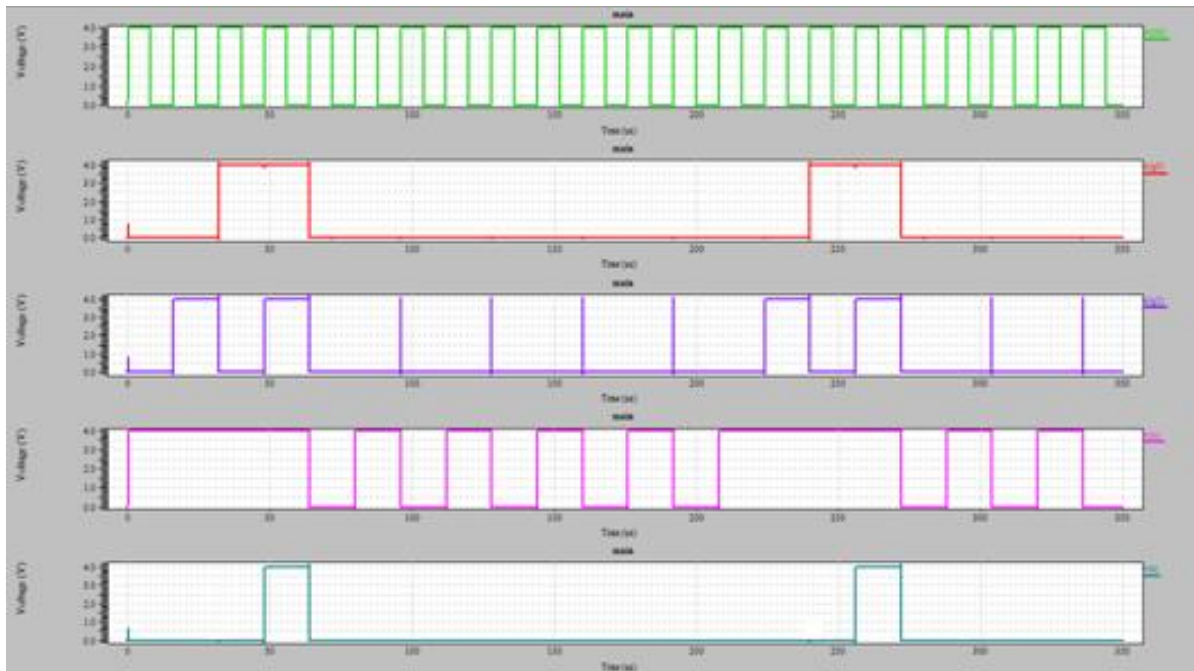


Figura 4.55 Simulação Espera.

Como referido anteriormente, na construção do presente bloco, utilizou-se flip-flops D com clear e preset. Foram desenhados segundo o esquema presente na Figura 4.56.

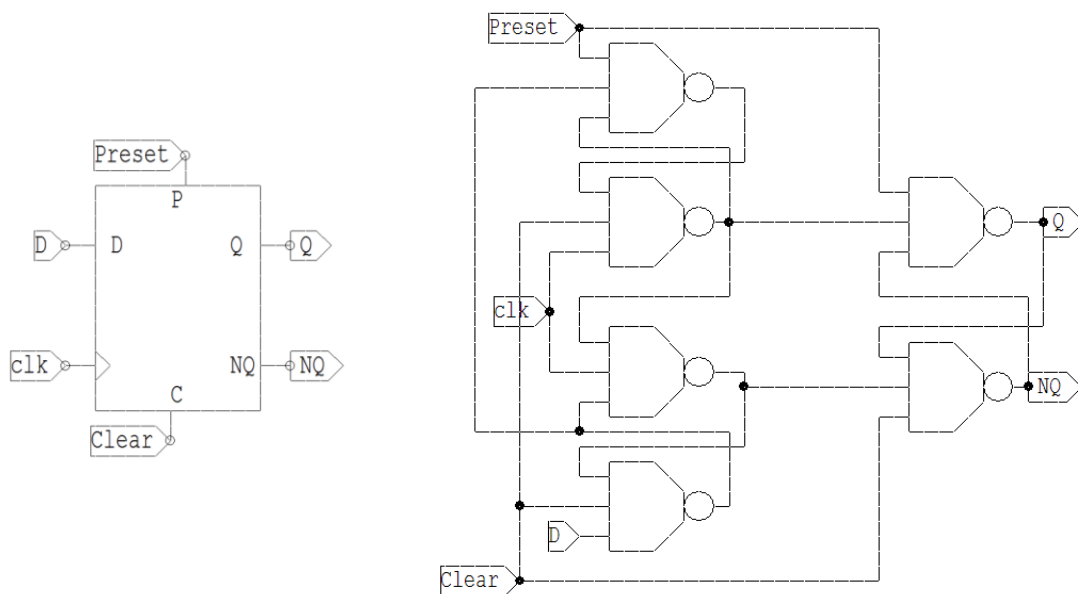


Figura 4.56 Flip.flop D com clear e preset.

Para melhor perceber o seu funcionamento é apresentada a Tabela 4.10 correspondente à sua tabela de verdade.

Tabela 4.10 Tabela de verdade do flip-flop D com clear e preset.

| Clear | Preset | D | clk | Q _{n+1} | \overline{Q}_{n+1} |
|-------|--------|---|--------|------------------|----------------------|
| 0 | 0 | X | X | 1 | 1 |
| 0 | 1 | X | X | 0 | 1 |
| 1 | 0 | X | X | 1 | 0 |
| 1 | 1 | 0 | Subida | 0 | 1 |
| 1 | 1 | 1 | Subida | 1 | 0 |

Pela tabela verdade, verifica-se que as entradas clear e preset são ativas no nível baixo, mas que somente uma delas pode estar nesta condição de cada vez, pois neste caso o flip-flop vai para uma condição não permitida. A informação presente na entrada D é transferida para a saída quando as entradas assíncronas preset e clear estão ativas.

Sabendo que o valor da entrada dos flip-flops apenas é transferido para as saídas quando estão ambos no nível alto, colocou-se o preset dos flip-flops da montagem Espera ligados a V_{dd}, de modo a que a contagem fosse efetuada apenas quando o clear, que corresponde à variável Rs da máquina, estivesse no nível alto.

Gerador de PWM

O gerador de PWM é o bloco no qual ocorre a modulação da largura do pulso que liga ao interruptor do conversor DC-DC. Este bloco é constituído por dois contadores crescentes de 3 bits síncronos e por um comparador também de 3 bits, como se pode observar na Figura 4.57. este bloco, para além de efetuar a comparação dos dados vindos do restante circuito de controlo, gerando uma onda de PWM, ainda tem como função gerar o relógio de 62,5kHz que coordena os restantes blocos do circuito de controlo.

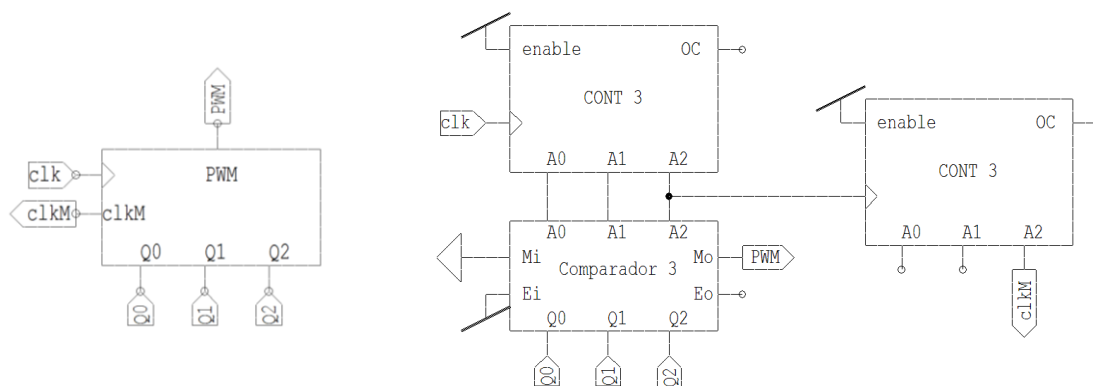


Figura 4.57 Gerador de PWM.

Contador crescente

O contador crescente utilizado é um contador síncrono, ou seja o mesmo sinal de relógio entra em todos os flip-flops ao mesmo tempo, como se pode observar na Figura 4.58. Para além dos flip-flops tipo D que guardam o estado presente, é ainda utilizada lógica combinacional para determinar o estado seguinte do contador.

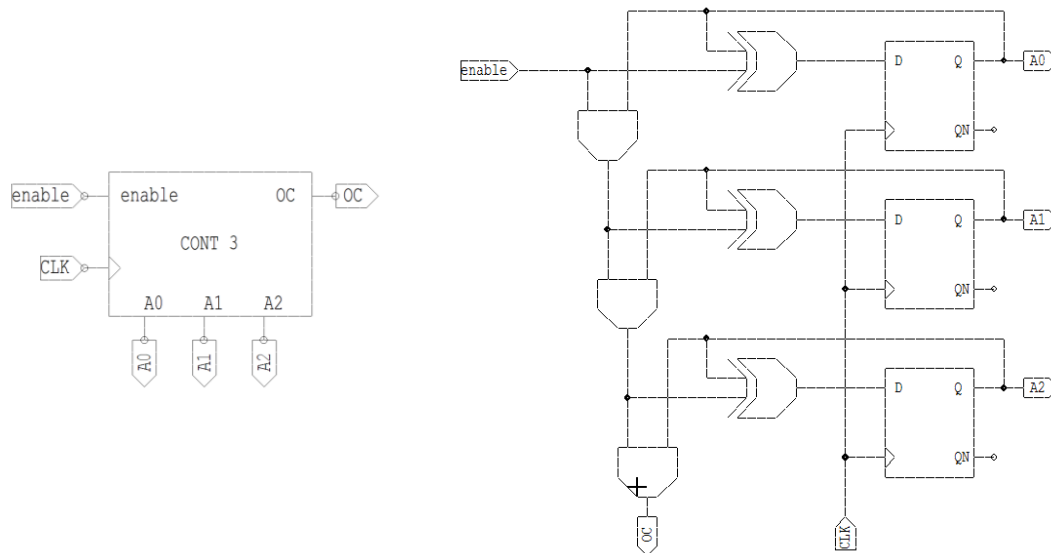


Figura 4.58 Contador síncrono de 3 bits.

A simulação realizada para o contador encontra-se na Figura 4.59 onde se pode observar que para subida do *clock* (cor-de-rosa) uma unidade é incrementada na contagem, sendo o bit menos significativo mostrado na curva roxa, o segundo bit a vermelho e o bit mais significativo.

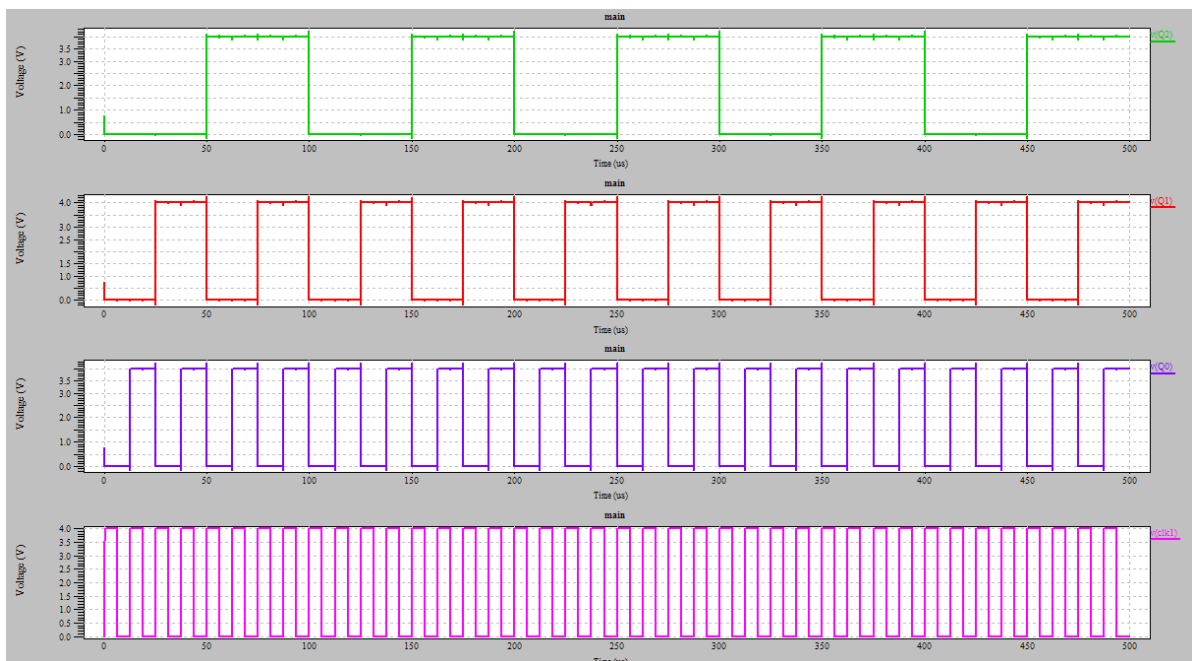


Figura 4.59 Simulação do contador síncrono de 3 bits.

O facto de ser utilizado um *clock* de 2MHz no contador prende-se com o objetivo de ter um sinal de PWM tenha uma frequência de 250kHz, visto que o contador conta até 8, consegue-se assim essa relação.

Comparador palavra binária

Para efetuar a comparação dos valores resultantes da contagem do contador crescente com os valores correspondentes ao Up e Dw da máquina de estados, desenhou-se um comparador de 3 bits, como presente na Figura 4.60.

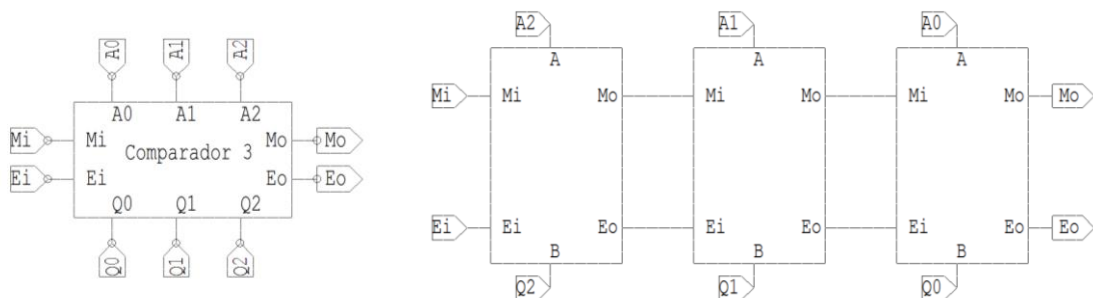


Figura 4.60 Comparador palavra binária.

Na realização da simulação comparou-se os valores gerados pelo contador de 3 bits, representados na Figura 4.61 pelas curvas roxa (bit 0), vermelha (bit 1) e verde (bit 2), com um valor definido representado pela curva laranja (bit 0), azul (bit 1) e cor-de-rosa (bit 2).

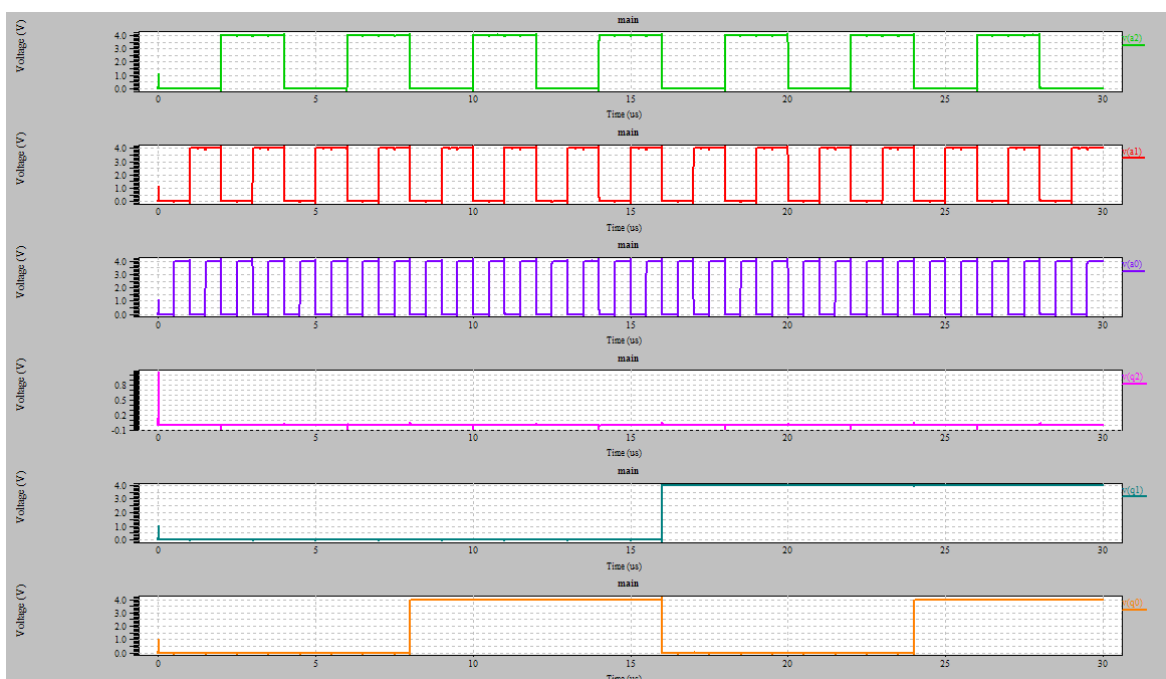


Figura 4.61 Valores comparados na simulação do comparador de 3 bits.

Os resultados obtidos estão presentes na Figura 4.62 nos quais a curva azul corresponde à variável M_0 , que toma o valor alto quando o valor das entradas Q do comparador é superior ao valor das entradas A . Verifica-se o seu correto funcionamento, uma vez que a largura do pulso de M_0 aumenta sempre que há um incremento no valor das entradas Q . Por sua vez, a variável E_0 apenas toma o valor alto, quando as entradas são iguais. Neste caso, E_0 apenas toma o valor alto quando as entradas são todas zero, uma vez que o valor Q não atinge o máximo durante a simulação efetuada.

No comparador a saída M_0 corresponde ao valor de PWM e, portanto, prova-se que funciona conforme o pretendido, uma vez que o pulso aumenta ou diminui uma percentagem, cada vez que há o incremento ou decremento do valor traduzido vindo da máquina de estados, respetivamente.

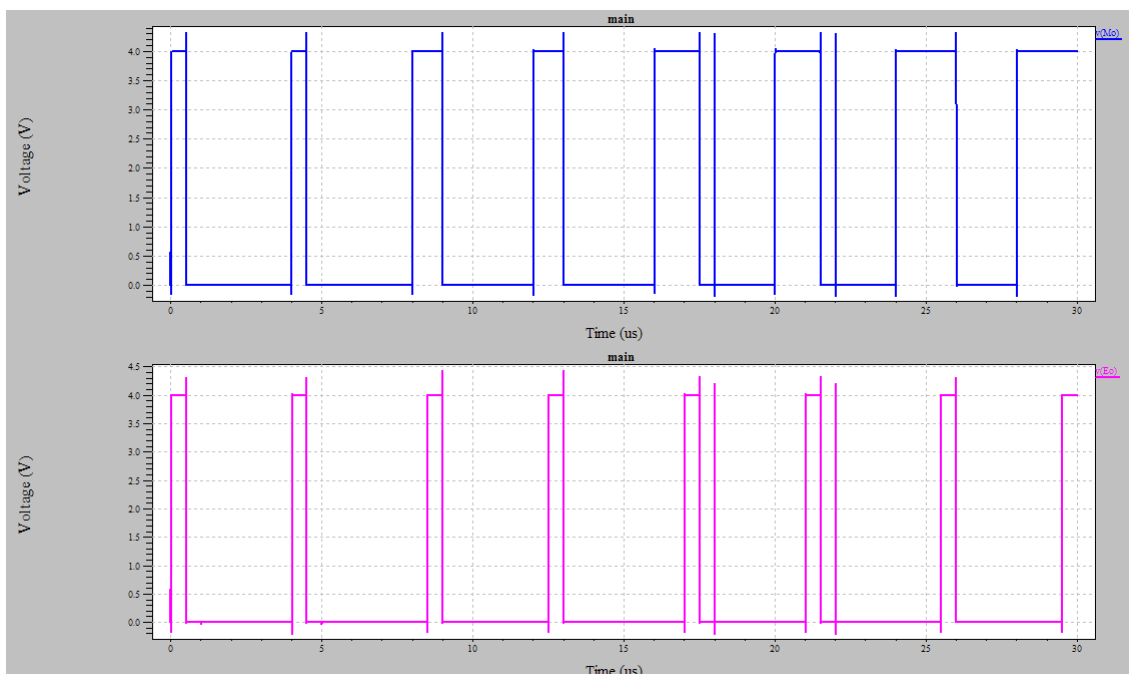


Figura 4.62 Resultados da simulação do comparador de 3 bits.

No comparador existe um bloco de comparação para cada bit capaz de transportar informação para o bit seguinte, através de lógica combinacional. Os blocos de comparação (Figura 4.63) são ligados em série do mais significativo para o menos significativo.

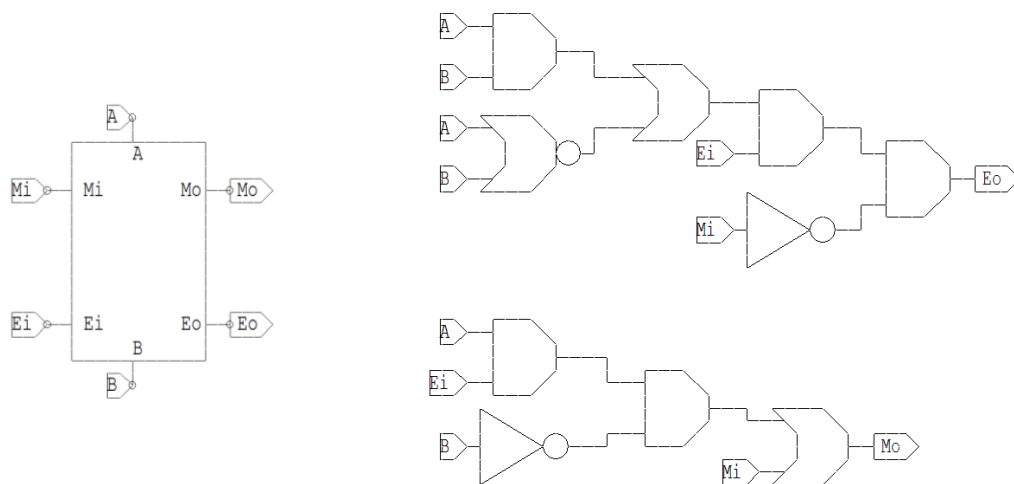


Figura 4.63 Bloco de comparação de 1 bit.

Se as entradas do comparador M_i e E_i forem fixas com os valores $M_i=0$ e $E_i=1$, o seu funcionamento corresponde à Tabela 4.11. Pela sua análise verifica-se que a saída M_o é “1” quando o valor de A é superior ao valor de B . Quando B é superior a A , M_o é sempre igual a zero. Quanto a E_o , este é “1” quando A e B são iguais, e “0” caso contrário.

Tabela 4.11 Tabela de verdade do comparador palavra binária.

| A | B | M_o | E_o |
|---|---|-------|-------|
| 0 | 0 | 0 | 1 |
| 0 | 1 | 0 | 0 |
| 1 | 0 | 1 | 0 |
| 1 | 1 | 0 | 1 |

Contador síncrono UP-DOWN

O objetivo de se utilizar um contador Up-Down síncrono de 3 bits é o de traduzir os sinais de Up e Down vindos da máquina de estados num valor, para compará-lo com o valor do contador e consequentemente alterar a largura de pulso do sinal PWM. Sempre que ocorre um pulso de Up ou Dw, o valor contado por este contador deve incrementar ou decrementar um valor, respetivamente. Dessa forma foi utilizado um relógio oito vezes inferior para o Up-Down comparativamente com o relógio do contador crescente, para que em cada ciclo de contagem do contador o valor do Up-Down só altere no máximo uma unidade.

A montagem utilizada na construção o contador Up-Down está presente na Figura 4.64.

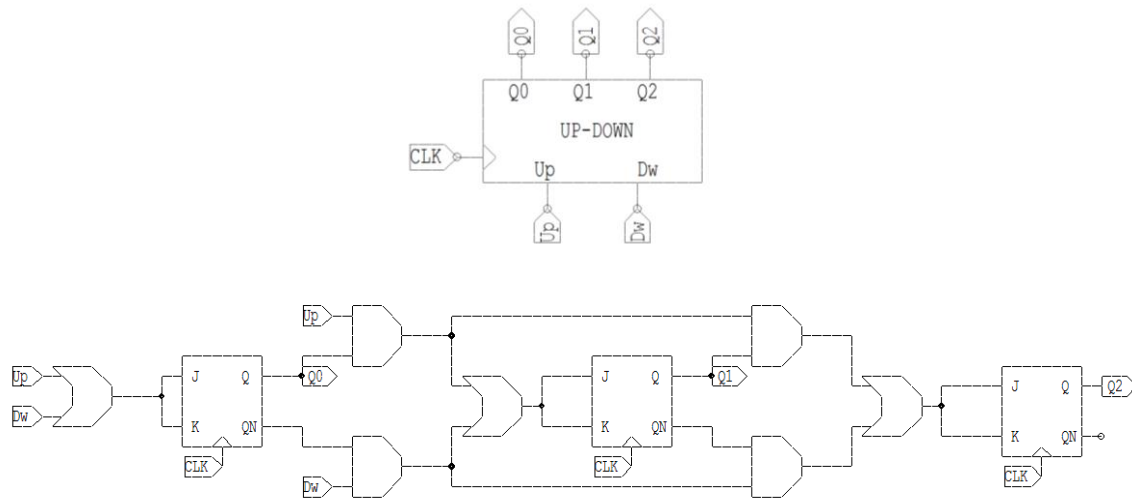


Figura 4.64 Contador síncrono Up-Down.

O resultado da simulação do contador up-down está presente na Figura 4.65 na qual se pode verificar que quando ocorre um pulso Up (verde) o valor do bit menos significativo (roxo) aumenta de zero para "1" e quando ocorre um pulso Dw (vermelho) acontece o contrário. Neste caso Q2 (azul) e Q1 (cor-de-rosa) não alteram, pois seria necessário maior tempo de simulação.

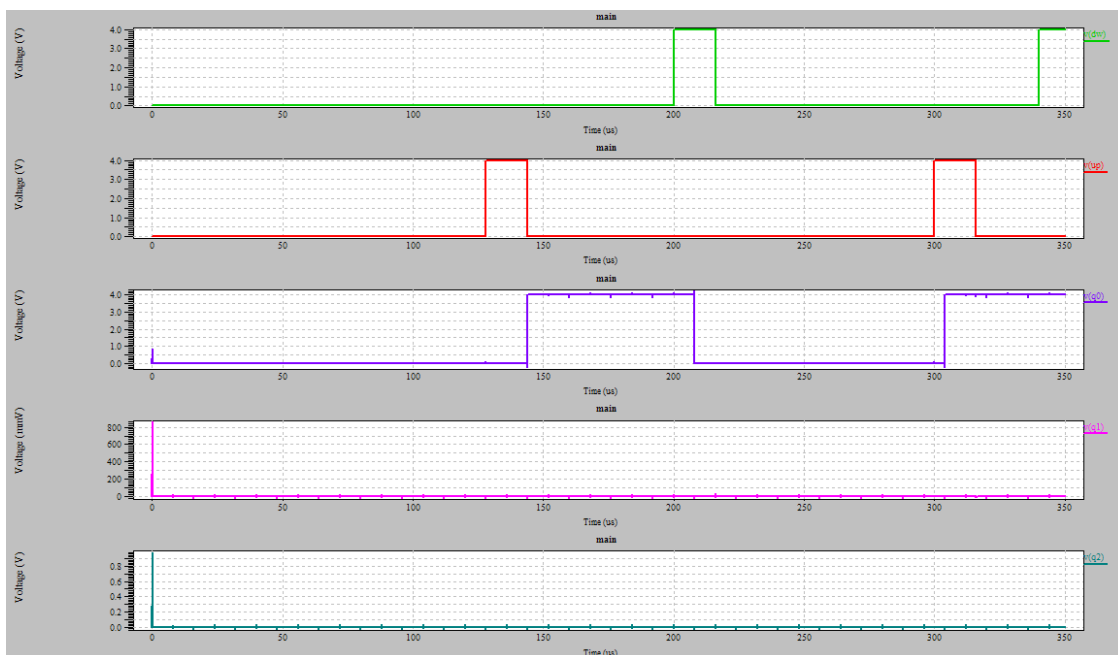


Figura 4.65 Simulação do contador up-down.

Neste caso, foram utilizados flip-flops JK para guardar o estado atual e também lógica combinacional para definir o estado seguinte. O flip-flop JK, por sua vez, foi construído a partir da associação de lógica à entrada do flip-flop D já desenhado, como se pode ver na Figura 4.66.

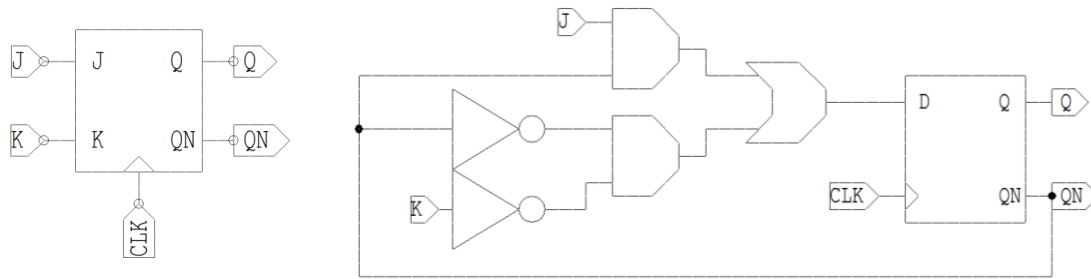


Figura 4.66 Flip-flop JK.

Para confirmar o seu funcionamento efetuou-se uma simulação para diferentes valores de J e de K, cujos resultados podem ser observados na Figura 4.67.

Quando J (cor-de-rosa) e K (roxo) são ambos “1”, a saída seguinte inverte o valor anterior depois da subida do relógio. E quando são ambos “0”, é mantido o valor atual da saída depois da subida do relógio. Se J for “1” e K for “0”, depois da subida do relógio a saída Q (azul) toma o valor alto e a saída QN (verde) toma o valor “0”. No caso contrário, quando K toma o valor alto e J o valor baixo, Q é “0” e NQ é “1”. Desta forma, verifica-se o correto funcionamento do flip-flop JK.

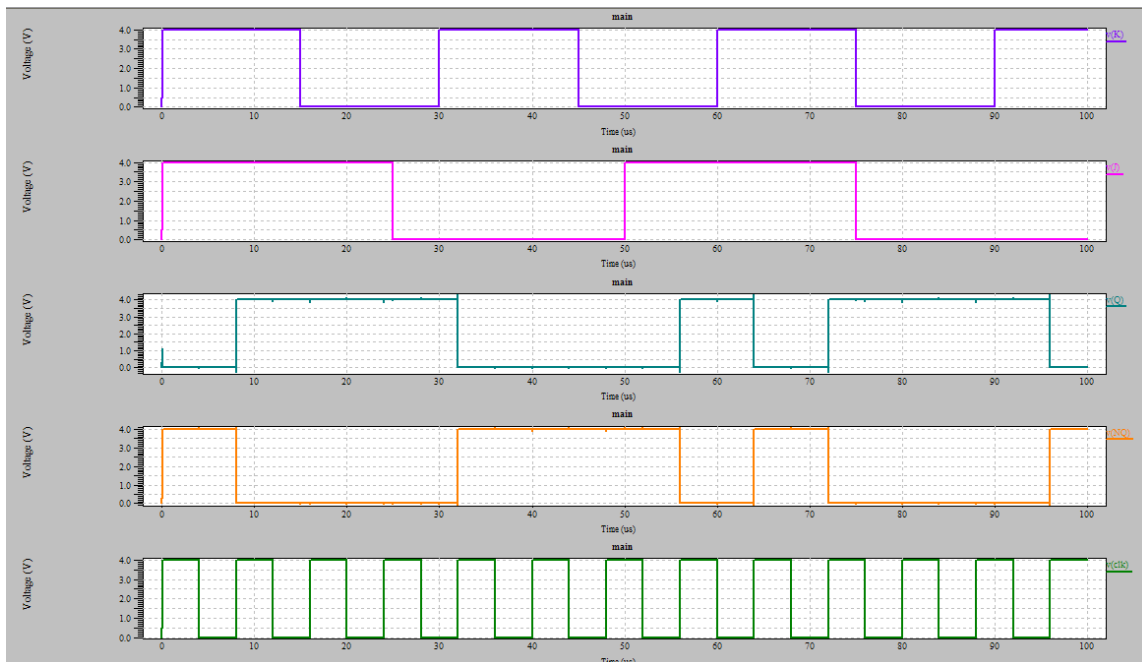


Figura 4.67 Simulação flip-flop JK.

4.3. Circuito Final

Uma vez concluída a simulação individual de todos os blocos utilizados procedeu-se à simulação do circuito global, constituído pelo conversor DC-DC, amplificador, sample & hold e circuito de controlo, como apresentado na Figura 4.68.

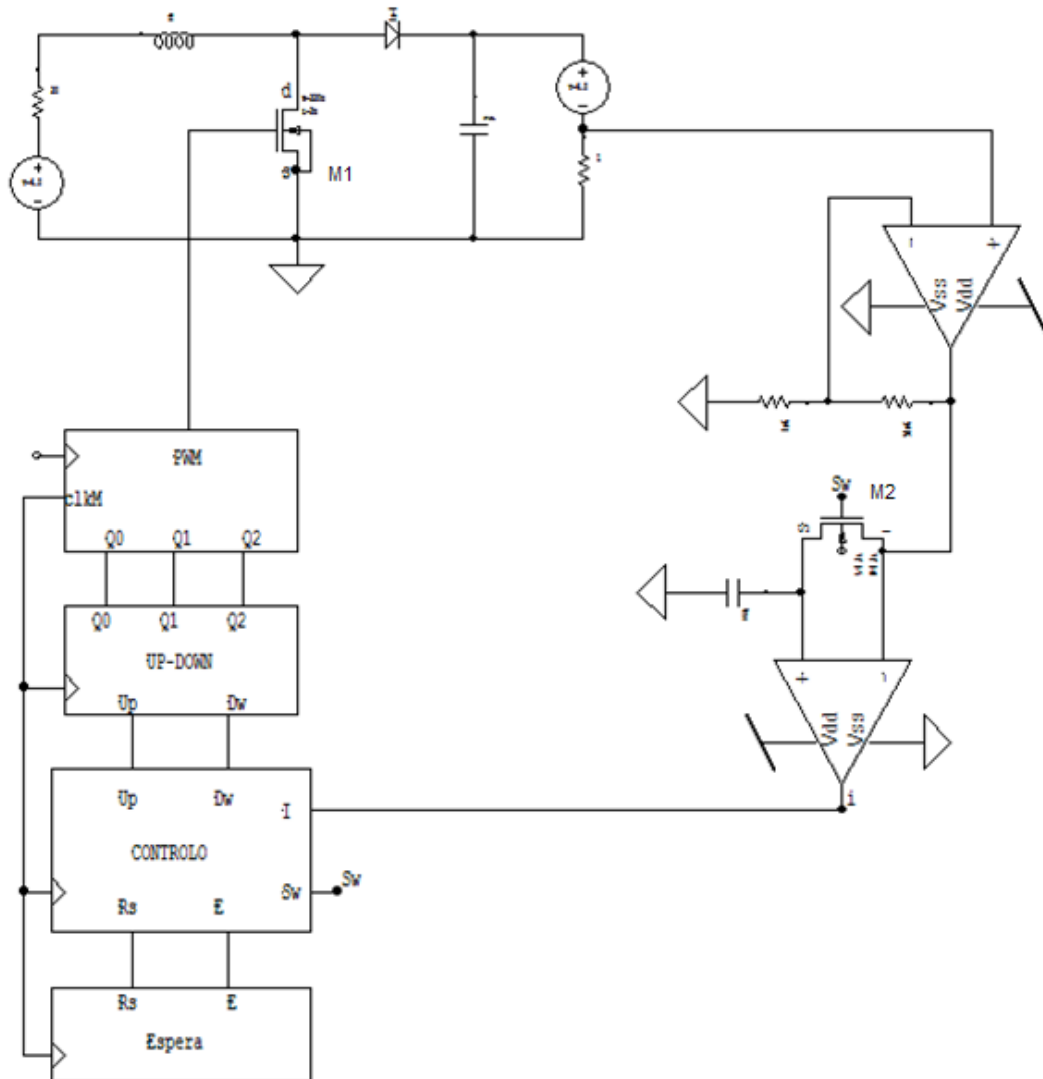


Figura 4.68 Circuito final. M1=220/2 e M2=0.7/0.7.

Os resultados obtidos são apresentados de seguida. Na Figura 4.69 estão representados o relógio *c/k* a azul, que é gerado no contador crescente de 3 bits e coordena as ações de todos os outros componentes do circuito de controlo. A vermelho tem-se a variável *Rs* e a verde a variável *Espera*. Tal como nos testes individuais, verifica-se que o resultado obtido corresponde ao pretendido, uma vez que ocorre um pulso de *E* sempre que *Rs* se encontra no valor alto durante 4 pulsos do relógio.

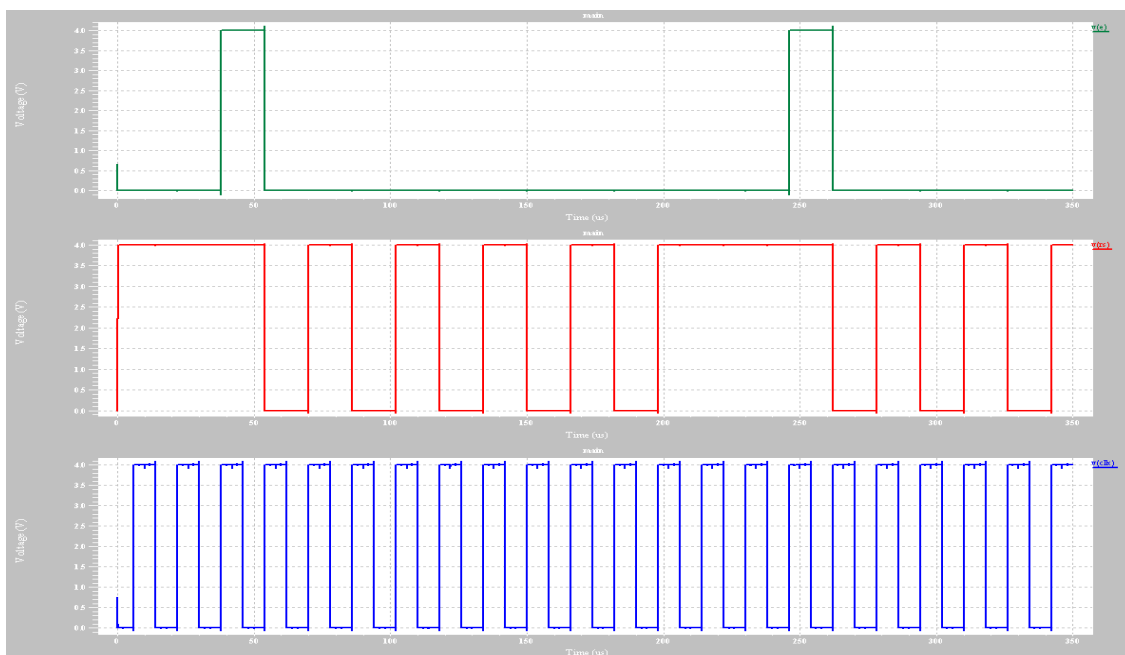


Figura 4.69 Simulação global I – Relógio *c/k* utilizado nos blocos Espera, Controlo e contador *up-dw* (azul); saída *Rs* da máquina de estados (vermelho) e saída *E* do bloco Espera (verde).

Na Figura 4.70 encontra-se o comportamento das variáveis *Up* a verde, *Dw* a cor-de-rosa, *I* a vermelho e *Sw* a azul. Verifica-se que quando $I=0$, a primeira onda a tomar o valor alto é *Sw*, depois é *Up*, seguido de *Sw* e novamente *Up*. Se se juntar esta informação à na variável obtida na Figura 4.69, facilmente se constata que a máquina de estado iniciou o seu funcionamento no estado inicial “0000”. Isto porque há um tempo de espera inicial, correspondente ao tempo em que *Rs* está no valor alto, confirmado pelo pulso de *E*. De seguida ocorre um pulso de *Sw* e depois um tempo equivalente a um pulso de relógio da máquina, no qual nenhuma variável se altera. Estando a máquina já no terceiro estado e como $I=0$, ocorre um incremento do sinal de PWM correspondente ao sinal *Up*. Depois de a corrente ser estabilizada, ocorre novamente um pulso de *Sw*, nova estabilização de corrente e novo pulso de *Up*. É neste momento que o valor da variável *I* transita de zero para o valor alto, o que significa que o valor atual de corrente medida é inferior ao valor medido anteriormente, pelo que o circuito de controlo deve seguir o caminho de decrementar o PWM, de modo a manter o funcionamento do conversor DC-DC no ponto de potência máxima. Desta forma, ocorre novo ciclo de espera, novo sample & hold e depois de estabilizar novamente a corrente, é então que ocorre um pulso *Dw*, indicando que a largura do PWM deve ser diminuída.



Figura 4.70 Simulação global II – resultados obtidos para as saídas da máquina Up (verde), Dw (cor-de-rosa) e Sw (azul) e valor simulado da variável I (vermelho).

Através da análise da Figura 4.71 verifica-se o efeito dos pulsos Up e Dw na contagem efetuada pelo contador up-down. Com o primeiro pulso Up o valor do contador passa de “000” para “001”. Com o segundo pulso de Up, o valor passa de “001” para “010”, mantendo-se este valor até que ocorre o pulso Dw, passando agora para “001”.

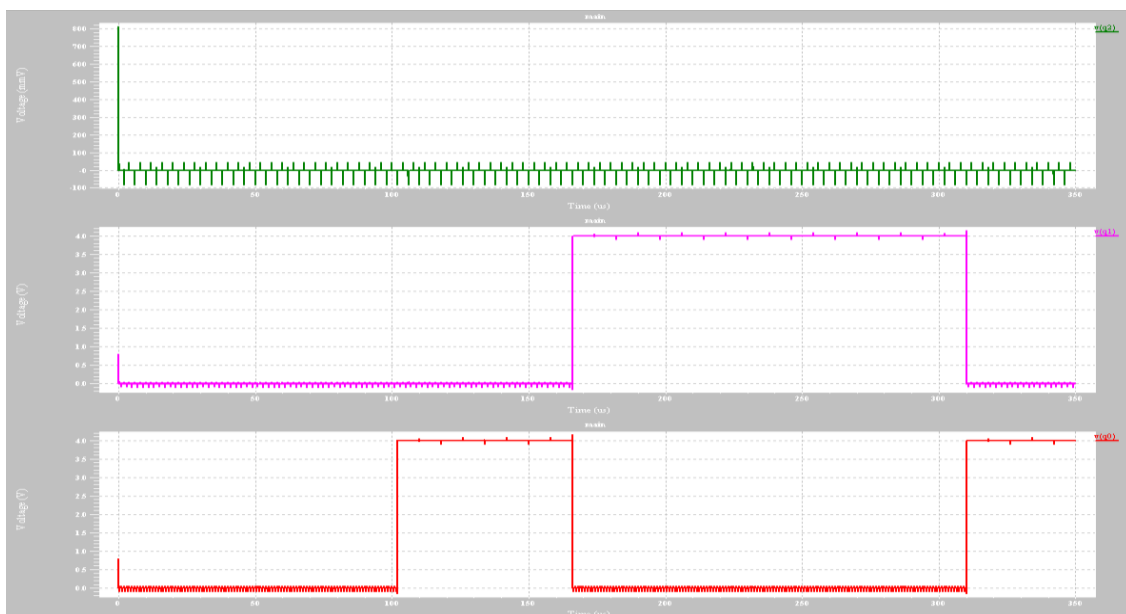


Figura 4.71 Simulação global III - contagem efetuada pelo contador up-down.

Para verificar se PWM se comporta conforme o pretendido é necessário analisar o seu comportamento em torno dos momentos em que ocorreram os pulsos de Up e Dw. Como tal são apresentadas de seguida três imagens correspondentes às três transições.

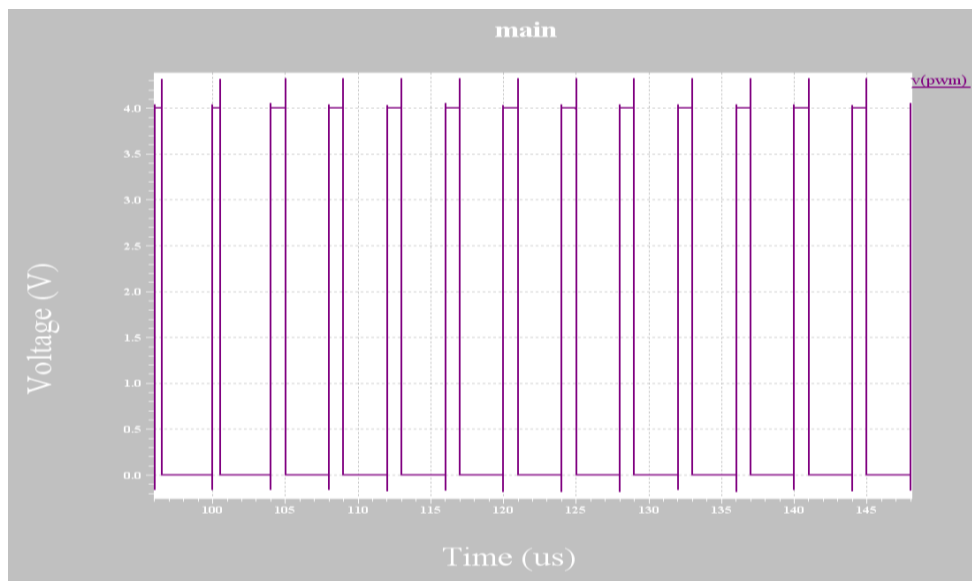


Figura 4.72 Simulação global IV – primeira alteração da largura de onda de PWM, correspondente ao primeiro pulso Up, aos 104 μ s.

Na Figura 4.72 observa-se que pouco depois dos 100 μ s a largura de PWM aumenta, correspondendo ao primeiro pulso de Up. O segundo aumento da largura de PWM é visível na Figura 4.73 entre os 165 μ s e os 170 μ s. Por fim, depois do 310 μ s a largura de PWM diminui devido à ocorrência de um pulso de Dw, como se pode observar na Figura 4.74.

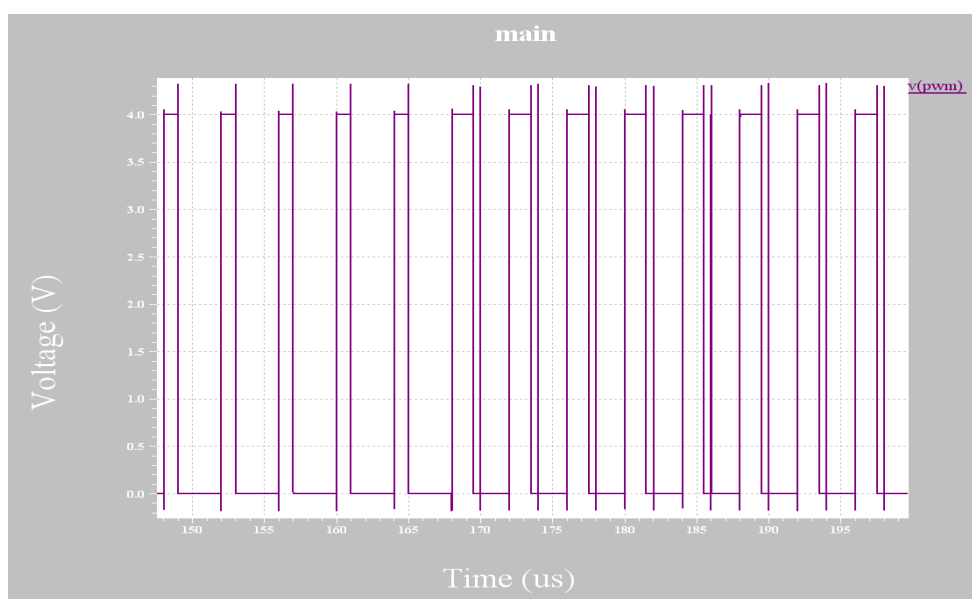


Figura 4.73 Simulação global V – segunda alteração da largura de onda do PWM, correspondente ao segundo pulso Up, aos 168 μ s.

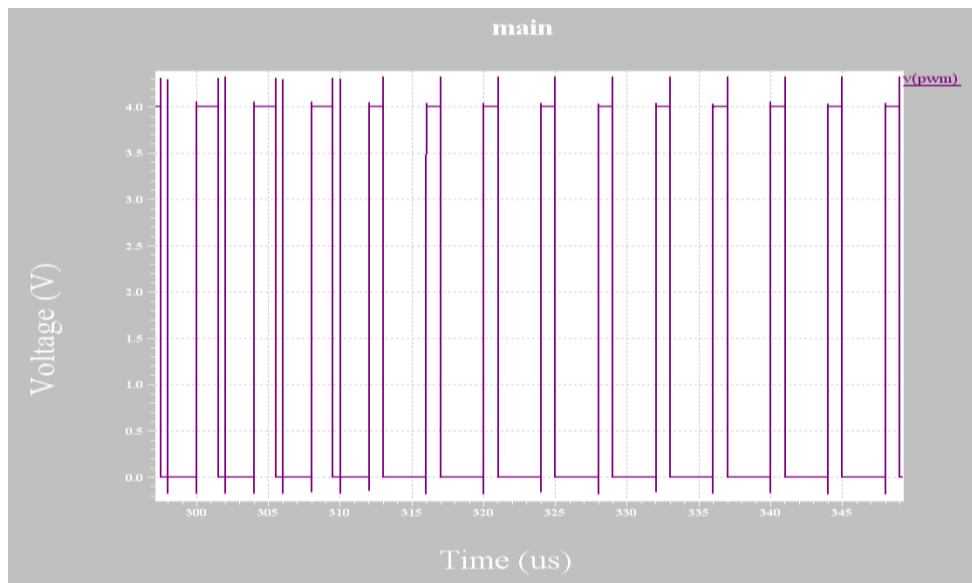


Figura 4.74 Simulação global VI – terceira alteração da largura de onda do PWM, correspondente ao primeiro pulso D_w , aos $312\mu s$

Uma vez realizados e apresentados os resultados constata-se que o projeto desenvolvido se comporta conforme o pretendido.

5. Conclusão e Trabalho Futuro

5.1. Conclusão

A investigação e desenvolvimento de fontes de energias renováveis e autónomas permitem não só combater a deficiência energética atual, assim como permitir novas utilizações sobretudo em sistemas eletrónicos de baixo consumo, onde é necessária a facilidade de integração e também a autonomia.

O cumprimento dos objetivos propostos nesta dissertação resulta da construção de um módulo constituído por um conversor DC-DC MPPT de dimensões reduzidas em tecnologia CMOS para *energy harvesting*. As características do conversor desenhado dotam-no de flexibilidade de integração quando construído, provendo os equipamentos onde possa vir a ser incluído de independência energética e autonomia, devido ao uso da tecnologia CMOS, na medida em que é uma tecnologia de construção de circuitos integrados, que apresenta baixos consumos de energia e alta densidade de integração.

O circuito desenvolvido converte a tensão equivalente à de uma célula fotovoltaica, noutra tensão, que deverá carregar uma bateria. O controlo do ponto de operação de potência máxima é controlado pela atuação de um sinal de PWM num MOSFET, que por sua vez controla a corrente fornecida à carga. O circuito de controlo do conversor determina o valor de PWM através da comparação da corrente fornecida à carga em momentos de tempo diferentes, tendo por base a curva de potência do conversor.

Durante a realização do projeto foram realizadas duas simplificações no circuito, a utilização de uma fonte com resistência em vez do painel fotovoltaico, e a utilização de menos bits em alguns circuitos digitais. A primeira alteração foi efetuada devido ao carácter não linear da célula fotovoltaica, de modo a permitir um estudo mais objetivo do circuito. No entanto, como a corrente produzida varia linearmente com a irradiação solar e a tensão com a temperatura, espera-se que o circuito funcione de igual forma para valores de entrada diferentes. Quanto aos circuitos digitais de contagem, nomeadamente contador síncrono crescente e contador síncrono up-down, foram utilizados três bits, ao contrário dos oito definidos inicialmente, de modo a diminuir o tempo de simulação necessário e ultrapassar algumas limitações da ferramenta de simulação utilizada.

5.2. Trabalho Futuro

O trabalho desenvolvido deverá servir de ponto de partida para a construção de módulos de alimentação autónomos flexíveis, tendo por base o recurso a energias renováveis.

Entre as melhorias necessárias, consta a anulação de picos de onda resultantes das transições das entradas de alguns circuitos, o que acontece por exemplo no sinal de PWM. Para um estudo teórico os picos não impedem de ver qual o funcionamento do circuito, no entanto para uma aplicação real, estes não devem acontecer.

Futuramente poderá ser simulado o circuito com um painel fotovoltaico em vez da fonte com resistência. De seguida, devem ser adicionados mais bits aos contadores utilizados. De modo a aumentar a eficiência do circuito, deve ser otimizado o tempo no qual a máquina de estados está em “espera”.

Quanto ao conversor DC-DC deve ser utilizado um conversor DC-DC síncrono, de modo a aumentar o rendimento. Para tal, o diodo deve ser substituído por um MOSFET, que deverá ligar quando se pretende que o diodo conduza, cujo objetivo é reduzir a queda de tensão neste elemento, que é 0.7V com diodo.

Pode ainda ser desenvolvido um circuito para controlo da carga da bateria que, por exemplo, permita que a bateria seja carregada até ao ponto máximo e que depois a energia produzida pelo painel fotovoltaico seja fornecida diretamente a outro dispositivo para uso externo.

Uma vez terminadas as alterações ao circuito, pode ser desenhado o seu *layout* para posterior produção e teste.

6. Bibliografia

- [1] T. Jenkins, "A brief history of. semiconductors," *Physics Education*, vol. 40, pp. 430-439, 2005.
- [2] D. M. Chapin, C. S. Fuller, and G. L. Pearson, "A New Silicon p-n Junction Photocell for Converting Solar Radiation into Electrical Power," *Journal of Applied Physics*, vol. 25, pp. 676–677, Maio 1954.
- [3] M. B. Prince, "Silicons Solar Energy Converters," *Journal of Applied Physics*, vol. 26, pp. 534-540, 1955.
- [4] T. M. Razykov et al., "Solar photovoltaic electricity: Current status and future prospects," *Solar Energy*, vol. 85, pp. 1580-1608, Agosto 2001.
- [5] R. L. Easton and M. J. Votaw, "Vanguard I IGY Satellite," *Review of Scientific Instruments*, vol.30, pp. 70-75, 1959.
- [6] A. M. Vallêra, M. C. Brito "Meio século de história fotovoltaica," *Gazeta de Física*, pp. 10-15, 2006.
- [7] H. W. Schock, "Thin film photovoltaics," *Applied Surface Science*, vol. 92, pp. 606-616, Fevereiro 1996.
- [8] BP Solar. [Online] [Citação: 30 de Janeiro de 2012.]
<http://www.bp.com/genericarticle.do?categoryId=3050409&contentId=7028373>
- [9] Bhubaneswari Parida, S. Iniyar, and Ranko Goic, "A review of solar photovoltaic technologies," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 15, pp. 1625-1636, Abril 2011.
- [10] Rommel Noufi and Ken Zweibel, "High-Efficiency CdTe and CIGS Thin-Film Solar Cells: Highlights and Challenges," *Photovoltaic Energy Conversion, Conference Record of the 2006 IEEE 4th World Conference on*, pp. 317-320, Maio 2006.
- [11] Yoshihiro Hamakawa, *Thin-Film solar cells-Next generation photovoltaics and its applications*. Springer, 2004.
- [12] Martin A. Green, Keith Emery, Yoshihiro Hishikawa, and Wilhem Warta, "Solar cell efficiency tables (version 37)," *Progress in photovoltaics: Research and applications*, vol. 19, pp. 84-92, Janeiro 2001.

- [13] S. Viswanathan Saji, Ik-Ho Choi, and Chi-Woo Lee, "Progress in electrodeposited absorber layer for $\text{CuIn}_{(1-x)}\text{Ga}_x\text{Se}_2$ (CIGS) solar cells," *Solar Energy*, vol. 85, pp. 2666-2678, Novembro 2011.
- [14] R. Wuerz et al., *Thin Solid Films*, vol. 517, pp. 2415-2418, Fevereiro 2009.
- [15] Mario Pagliaro, Rosaria Ciriminna, and Giovanni Palmisano, "Flexible Solar Cells," *ChemSusChem*, vol. 1, Novembro 2008.
- [16] Lucia Vittoria Mercaldo et al., "Thin film silicon photovoltaics: Architectural perspectives and technological issues," *Applied Energy*, vol. 86, pp. 1836-1844, Outubro 2009.
- [17] ScienceDaily. [Online] [Citação: 11 de Setembro de 2011.]
<http://www.sciencedaily.com/releases/2011/05/110519101355.htm>
- [18] Ingrid Repins et al., "19,9%-efficient $\text{ZnO}/\text{CdS}/\text{CuInGaSe}_2$ solar cell with 81,2% fill factor," *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*, vol. 16, pp. 235-239, Maio 2008.
- [19] M. A. Green, J. Zhao, A. Wang, and S. R. Wenham, "Progress and outlook for high-efficiency", *Solar Energy Materials & Solar Cells*, vol. 65, pp. 9-16, Janeiro 2001.
- [20] Nicholas J. Ekins-Daukes, "High efficiency photovoltaics: recent progress and long term goals," Baltimore, Maryland, 2011.
- [21] E. Becquerel, "Memoires sur les effets electriques produits sous l'influence des rayons," *Comptes Rendues*, vol. 9, p. 561, 1839.
- [22] R. Adams, W.G. and Day, "The action of light on selenium," *Proceedings of the Royal Society*, vol. A25, p. 113, 1877.
- [23] N. Gilbert Lewis and G. Frederick Keyes, "The potential of the lithium electrode," *Journal of the American Chemical Society*, vol. 35, pp. 340-344, Abril 1913.
- [24] Katerina E. Aifantis, Stephen A. Hackney, and Vasant R. Kumar, *High energy density lithium batteries: Materials, engineering, applications*. Weinheim, Germany: Wiley-VCH Verlag GmbH & Co, 2010.
- [25] J. A. Carcon, "Performance of lithium-ion battery systems," *WESCON/94. 'Idea/Microelectronics'. Conference Record*, pp. 242-248, Setembro 1994.
- [26] Ozawa Kazunori, *Lithium Ion Rechargeable Batteries: Materials, Technology, and New Applications*.: WILEY-VCH, 2009.
- [27] Yoshio Nishi, *Journal of Power Sources*, vol. 100, pp. 101-106, Novembro 2001.
- [28] Bruno Scrosati, "Recent advances in lithium ion battery materials," *Electrochimica Acta*, vol. 45, pp. 2461-2466, Maio 2000.

- [29] Daniel Abraham, "Advances in lithium-ion battery research and technology," *Jom journal of the minerals, metals and materials society*, vol. 54, Março 2002.
- [30] M. Tatsumisago, M. Wakihara, C. Iwakura, S. Kohjiya, and I. Tanaka, *Solid state ionics for batteries*. Tokyo: Springer, 2005.
- [31] Fiona Gray and Michael John Smith, *Lithium polymer batteries: principles and application*. Oxford, United Kingdom: Elsevier B.V, 2009.
- [32] "An overview of the research and development of solid polymer electrolyte batteries," *Electrochimica Acta*, vol. 45, pp. 1501-1508, Janeiro 2000.
- [33] Harding Energy. Hardin Energy Inc. [Online] [Citação: 13 de Setembro de 2011.] <http://www.hardingenergy.com/pdfs/6%20Lithium%20Polymer.pdf>
- [34] Powerstream. [Online] [Citação: 13 de Setembro de 2011.] <http://www.powerstream.com/thinlithium-ion.htm>
- [35] Solicore. (2010) Solicore - Embed power solutions. [Online] [Citação: 13 de Setembro de 2011.] <http://www.solicore.com/flexion-batteries.asp>
- [36] J. B. Bates et al., "Thin-film rechargeable lithium batteries," *Journal of Power Sources*, vol. 54, pp. 58-62, Março 1995.
- [37] "Issue and challenges facing rechargeable thin film lithium batteries," *Materials Research Bulletin*, vol. 43, pp. 1913-1942, Setembro 2008.
- [38] N. J. Dudney, "Solid-state thin-film rechargeable batteries," vol. 54, pp. 245-249, Fevereiro 2005.
- [39] John Owen, "Lithium Batteries – new materials, developments and perspectives," *Journal of Electroanalytical Chemistry*, vol. 374, pp. 283-284, Agosto 1994.
- [40] Steven D. Jones and R. James Akridge, "Development and performance of a rechargeable thin film solid-state microbattery," *Journal of Power Sources*, vol. 54, pp. 63-67, Março 1995.
- [41] Cymbet Corporation. EnerChip™ Bare Die Enable Embedded Energy. [Online] [Citação: 9 de Fevereiro de 2012.] <http://www.cymbet.com/products/embedded-energy.php>
- [42] Infinite Power Solutions. [Online] [Citação: 9 de Fevereiro de 2012.] <http://www.infinitepowersolutions.com/>
- [43] G. Peter Bruce and Bruno Scrosati, "Nanomaterials for Rechargeable Lithium Batteries," *Angewandte Chemie International Edition*, vol. 47, Abril 2008.
- [44] M. Koo *et al*, "Bendable Inorganic Thin-Film Battery for Fully Flexible Electronic Systems," *Nano Letters*, vol. 12, pp. 4810-4816, 2012.

- [45] Solar Journey USA. How Solar Works 2 [ONline]
<http://solarjourneyusa.com/bandgaps.php>
- [46] Vijay Raghunathan, Aman Kansal, Jason Hsu, Jonathan Friedman, and Mani Srivastava, "Design considerations for solar energy harvesting wireless embedded systems," in *Proceedings of the 4th international symposium on Information processing in sensor networks*, NJ, EUA, 1995.
- [47] Roger G. Little and Bedford Mass, "Integrated solar cell and battery," 4,740,431, Abril 26, 1988.
- [48] G. Dennler et al., "A self-rechargeable and flexible polymer solar battery," *Solar Energy*, vol. 81, pp. 947–957, Agosto 2007.
- [49] Frederick C. Krebs, Torben D. Nielsen, Jan Fyenbo, Wadstrom S. Pedersen, and Marie S Pederson, "Manufacture, integration and demonstration of polymer solar cells in a lamp for the "Lighting Africa" initiative," *Energy & environmental science*, vol. 3, pp. 512–525, 2010.
- [50] G. Chen et al., "Millimeter-scale nearly perpetual sensor system with stacked battery and solar cells," *Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers (ISSCC)*, pp. 288–289, Fevereiro 2012.
- [51] Cymbet Corporation. [Online] [Citação: 5 de Janeiro de 2012.] <http://www.cymbet.com>
- [52] Infinite Power Solutions. [Online] [Citação: 28 de Dezembro de 2011.]
<http://www.infinitepowersolutions.com/products/evalkits>
- [53] Silicon Labs. [Online] [Citação: 17 de Fevereiro de 2012.] <http://www.silabs.com>
- [54] M. H. Moradi, A. R. Reisi, "A hybrid maximum power point tracking method for photovoltaic systems", *Solar Energy*, vol 85, pp. 2965-2976, 2011.
- [55] Mario Pagliaro, Rosaria Ciriminna, and Giovanni Palmisano, "Flexible Solar Cells," *ChemSusChem*, vol. 1, Novembro 2008.
- [56] José Higino Correia and João Paulo Carmo, *Introdução às microtecnologias no silício* : LIDELedições técnicas, 2010.
- [57] Adolf Goetzberger, Christopher Hebling, and Hans-Werner Schock, "Photovoltaic materials, history, status and outlook," *Materials Science and Engineering: Reports*, vol. 40, pp. 1–46, Janeiro 2003.
- [58] Richard C. Neville, *Solar energy conversion*, The solar cell, 2nd ed.: Elsevier, 1995.
- [59] M. A. Green, "Photovoltaics: technology overview," *Energy Policy*, vol. 28, pp. 989-998, Novembro 2000.

- [60] Sunenergy. Sistemas de alimentação autónomos [Online]
<http://www.sunenergy.pt/empresas/sistemas-eletricos-autonomos/>
- [61] Tom Markvart and Luis Castaner, *Practical handbook of photovoltaics, second edition: fundamentals and applications*, 1st ed.: Elsevier Science, 2003.
- [62] Martin Green, "Silicon photovoltaic modules: a brief history of the first 50 years," *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*, vol. 13, pp. 447-455, Agosto 2005.
- [63] E.M.G. Rodrigues, "Simulation of a Solar Cell considering Single-Diode Equivalent Circuit Model" Universidade da Beira Interior.
- [64] J. M. S. Gomes, "Power-Film: Um filme flexível autónomo para alimentar dispositivos elétricos", Universidade do Minho, 2012.
- [65] S. Jain, "Single Stage Grid Connected Photovoltaic Systems with Maximum Power Point Tracking", Indian Institute of Technology, 2007.
- [66] El L. Chaar, L. A. Lamont, and N. El Zein, "Review of photovoltaic technologies," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 15, pp. 2165–2175, Junho 2011.
- [67] Instituto de tecnologia para o desenvolvimento, "Tecnologias aplicadas de armazenamento de energia," Curitiba Brasil, 2008.
- [68] Jéssica Frontino Paulino, Natália Giovanini Busnardo, and Carlos Júlio Afonso, "Processamento de pilhas de Li/MnO₂ usadas," *Química Nova*, vol. 30, pp. 718-722, 2007.
- [69] David Linden, *Handbook of batteries*, 3rd ed.: Mcgraw-Hill, 2002.
- [70] N. C. Pesquero, J. A. Bueno, and E. Longo, "Materiais cerâmicos de inserção aplicados a baterias de íons lítio," *Cerâmica*, vol. 54, pp. 233-244, Junho 2008.
- [71] Arun Patil et al., "Issue and challenges facing rechargeable thin film lithium batteries," *Materials Research Bulletin*, vol. 43, pp. 1913-1942, Setembro 2008.
- [72] Sheng Shui Zhang, "The effect of the charging protocol on the cycle life of a Li-ion battery," *Journal of Power Sources*, vol. 161, pp. 1385-1391, Outubro 2006.
- [73] Liang-Rui Chen, "A Design of an Optimal Battery Pulse Charge System by Frequency-ariated Technique," *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, vol. 54, pp. 398-405, 2007.
- [74] Chih-Chiang Hua and Mang-Yu Lin, "A study of charging control of lead-acid battery for electric vehicles," *Industrial Electronics, 2000. ISIE 2000. Proceedings of the 2000 IEEE International Symposium on*, vol. 1, pp. 135-140, Dezembro 2000.
- [75] "Maximum power point tracking and optimal Li-Ion battery charging control for photovoltaic

- charging system," *Computers & mathematics with applications*, Janeiro 2012.
- [76] G. Sikha, P. Ramadass, B. S. Haran, R. E. White, and B. N. Popov, "Comparison of the capacity fade of Sony US 18650 cells charged with different protocols," *Journal of Power Sources*, vol. 122, pp. 67-76, 2003.
- [77] Min Chen and G. A. Rincon-Mora, "Accurate, compact, and power-efficient Li-Ion battery charger circuit," *Circuits and Systems II: Express Briefs*, IEEE Transactions on, vol. 53, pp. 1180-1184, Novembro 2006.
- [78] J. A. Carcone, "Performance of lithium-ion battery systems," WESCON/94. *'Idea/Microelectronics'*. Conference Record, pp. 242-248, Setembro 1994.
- [79] Liang-Rui Chen, "Design of duty-varied voltage pulse charger for improving Li-Ion battery-charging response," *Industrial Electronics*, IEEE Transactions on, vol. 56, pp. 480-487.
- [80] Jun Jun Li, Edward Murphy, Jack Winnick, and Paul A. Kohl, "The effects of pulse charging on cycling characteristics of commercial lithium-ion batteries," *Journal of Power Sources*, vol. 102, pp. 302–309, Dezembro 2001.
- [81] Liang-Rui Chen, Neng-Yi Chu, and Chau-Shing Wang, "Design of a reflex-based bidirectional converter with the energy recovery function," *Industrial Electronics*, IEEE Transactions on, vol. 55, pp. 3022–3029, Agosto 2008.
- [82] M. K. Kazimierczuk, *Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters*, WILEY, Dayton, 2008.
- [83] B. Bryant and M. K. Kazimierczuk, "Modeling the closed-current loop of PWM boost DC-DC converters operating in CCM with peak current-mode control," *Circuits and Systems I: Regular Papers*, IEEE Transactions on, vol. 52, Novembro 2005.
- [84] M. A. Farahat, H. B. M. Metwally, and Ahmed Abd-Elfatah Mohamed, "Optimal choice and design of different topologies of DC–DC converter used in PV systems, at different climatic conditions in Egypt," *Renewable Energy*, vol. 43, pp. 393–402, Julho 2012.
- [85] M. A. Eltawil, Z. Zhao, "MPPT techniques for photovoltaic applications", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 25, pp. 793-813, 2013.
- [86] E. Van Dijk, J. N. Spruijt, D. M. O'Sullivan, and J. B. Klaassens, "PWM-switch modeling of DC-DC converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 10, pp. 659–665.
- [87] Moradi H. Mohammad and Ali Reza Reisi, "A hybrid maximum power point tracking method for photovoltaic systems," *Solar Energy*, vol. 85, pp. 2965–2976, 2011.
- [88] Roberto Faranda and Sonia Leva, "Energy comparison of MPPT techniques for PV Systems," *WSEAS transactions on power systems*, vol. 3, pp. 446–455, Junho 2008.

- [89] V. Salas, E. Olias, A. Barrado, and A. Lazaro, "Review of the maximum power point tracking algorithms for stand-alone photovoltaic systems," *Solar energy materials and solar cells*, vol. 90, pp. 1555-1578, Maio 2006.
- [90] D. P. Hohm and M. E. Ropp, "Comparative study of maximum power point tracking algorithms," *Progress in Photovoltaics Research and Applications*, vol. 11, pp. 47–62, 2003.
- [91] "Energy harvesting embedded wireless sensor system for building environment applications," *Aalborg*, 2009, pp. 36–41.
- [92] J. H. R. Enslin, M. S. Wolf, D. B. Snyman, and W. Swiegers, "Integrated photovoltaic maximum power point tracking converter," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 44, pp. 769–773, 1997.
- [93] Ziyad M. Salameh, Fouad Dagher, and William A. Lynch, "Step-down maximum power point tracker for photovoltaic systems," *Solar Energy*, vol. 46, pp. 279–282, 1991
- [94] T. Noguchi, S. Togashi, and R. Nakamoto, "Short-current pulse based maximum power point tracking method for multiple photovoltaic and converter module system," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 49, pp. 217–223, 2002.
- [95] Chihchiang Hua and Chihming Shen, "Study of maximum power tracking techniques and control of DC/DC converters for photovoltaic power system," *Power Electronics Specialists Conference*, vol. 1, pp. 17–22, Maio 1998.
- [96] O. Wasynezuk, "Dynamic behavior of a class of photovoltaic power systems," *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, vol. PAS-102, pp. 3031–3037, Setembro 1983.
- [97] "Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions," *IEE Generation, Transmission and Distribution*, vol. 142, pp. 59–64, 1995.
- [98] "Predictive & adaptive MPPT perturb and observe method," *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, vol. 43, pp. 934–950, Julho 2007.
- [99] Joe-Air Jiang, Tsong-Liang Huang, Ying-Tung Hsiao, and Chia-Hong Chen, "Maximum power tracking for photovoltaic power," *Tamkang journal of science and engineering*, vol. 8, pp. 147–153, 2005.