



SISTEMA DE CONTROLO E ARMAZENAMENTO DE ENERGIA EM BATERIAS

RUI JORGE SOARES MARQUES

junho de 2024

SISTEMA DE CONTROLO E ARMAZENAMENTO DE ENERGIA EM BATERIAS

Rui Jorge Soares Marques

**Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em
Engenharia Eletrotécnica - Sistemas Elétricos de Energia**

Orientador: Professor Doutor Rui Filipe Marques Chibante

Júri:

Presidente:

Professor Doutor Fernando Maurício Teixeira de Sousa Dias, Professor Adjunto, Instituto Superior de Engenharia do Porto

Vogais:

Professor Doutor Rui Miguel Monteiro de Brito, Professor Adjunto, Instituto Superior de Engenharia do Porto

Professor Doutor Rui Filipe Marques Chibante, Professor Adjunto, Instituto Superior de Engenharia do Porto

Resumo

O crescente interesse na procura de sistemas de produção de energia com origem renovável capazes de substituir os sistemas produtores com base em combustíveis fósseis provocam um crescimento na implementação de sistemas de armazenamento e, por sua vez, a instalação de conversores de energia. Estes conversores são responsáveis pela conversão de potência, quer a energia seja em corrente contínua quer seja em corrente alternada e ainda permitem um fluxo de energia bidirecional e não exclusivamente unidirecional.

Com base no acima mencionado, a presente dissertação consiste na elaboração de um protótipo baseado num sistema de gestão de fluxo de energia bidirecional em que o principal constituinte do mesmo é um conversor DC-DC bidirecional baseado num conversor *Buck-Boost*, que permite o fluxo de energia entre duas fontes de energia. As fontes de energia utilizadas no sistema desenvolvido são uma fonte de alimentação convencional e uma bateria, que se caracteriza por ser um sistema de armazenamento capaz de alimentar uma carga inerente ao sistema desenvolvido quando pretendido pelo utilizador do sistema. Em modo *Buck*, a bateria é carregada pela fonte de tensão e no modo *Boost* a bateria é a única responsável por alimentar a carga resistiva existente.

Relativamente ao controlo do sistema de gestão de energia implementado, este consiste num controlo preciso dos processos de carga e descarga da bateria através da utilização de um controlado em malha fechada, sendo o processo de carga denominado de CC-CV. Este processo é constituído por duas etapas, numa primeira fase a bateria é carregada através de uma corrente constante até ser atingido um valor de tensão igual ao valor de tensão definido previamente e após atingir este valor, a corrente irá decrescer e o processo de carga irá terminar quando a corrente de carga for praticamente nula. Durante a segunda etapa a tensão aplicada aos terminais da bateria será constante e igual à tensão pré-definida, que é utilizada como valor objetivo para transição da primeira para a segunda etapa.

Em relação ao processo de descarga da bateria, este dá-se como finalizado quando a tensão aos terminais da bateria é igual ao valor mínimo indicado pelo fabricante, sendo que este está dependente do valor da corrente de descarga.

O programa de controlo realizado, tendo com base um controlo PI foi realizado no *software* DAVE e através do programa desenvolvido foi possível realizar uma interface gráfica em que o utilizador tem a capacidade de definir a tensão de carregamento, qual o tipo de operação que pretende, ou seja, se pretende carregar ou descarregar a bateria e visualizar a tensão aos terminais da bateria e a corrente que a atravessa a mesma.

Por fim, foram realizados testes práticos de carga e descarga da bateria de forma que estes fossem comparados com os apresentados pelo fabricante da bateria e, desta forma, garantir que o sistema de controlo de fluxo de energia opera de acordo com o inicialmente pretendido. Em termos temporais, a fase de carga demorou cerca de cinco horas, considerando uma corrente de carga de 0,25 A e a fase de descarga, aproximadamente, três horas e meia, tendo em consideração uma tensão de *cut-off* de 5,25 V.

Palavras-chave: Armazenamento de Energia, Baterias, Controlo PI, Conversor *Buck-Boost*, Conversores DC-DC Bidirecionais, Processo de carga CC-CV.

Abstract

The growing interest in the search for renewable energy production systems capable of replacing production systems based on fossil fuels leads to an increase in the implementation of storage systems and, in turn, the installation of energy converters. These converters are responsible for converting power, whether the energy is direct current or alternating current, and allow for a bidirectional and not exclusively unidirectional energy flow. Based on the, this dissertation consists of developing a prototype based on a bidirectional energy flow management system in which the main constituent is a bidirectional DC-DC converter based on a Buck-Boost converter, which allows the flow of energy between two energy sources. The energy sources used in the developed system are a conventional power supply and a battery, which is characterized by being a storage system capable of supplying a load inherent to the developed system when desired by the system user. In Buck mode, the battery is charged by the voltage source and in Boost mode the battery is solely responsible for supplying the existing resistive load. Regarding the control of the implemented energy management system, this consists of precise control of the battery charging and discharging processes using a closed-loop controller, the charging process being called CC-CV. This process consists of two stages, in the first stage the battery is charged using a constant current until a voltage value equal to the previously defined voltage value is reached and after reaching this value, the current will decrease, and the charging process will end when the charging current is practically zero. During the second stage, the voltage applied to the battery terminals will be constant and equal to the pre-defined voltage, which is used as the objective value for the transition from the first to the second stage. Regarding the battery discharge process, it is completed when the voltage at the battery terminals is equal to the minimum value indicated by the manufacturer, which is dependent on the value of the discharge current. The control program carried out, based on PI control, was carried out in the DAVE software and through the developed program it was possible to create a graphical interface in which the user has the ability to define the charging voltage, what type of operation he wants, that is, if you want to charge or discharge the battery and display the voltage at the battery terminals and the current that passes through it. Finally, practical battery charging and discharging tests were carried out so that they could be compared with those presented by the battery manufacturer and, in this way, ensure that the energy flow control system operates as initially intended. In temporal terms, the charging phase took approximately five hours, considering a charging current of 0.25 A and the discharging phase took approximately three and a half hours, considering a cut-off voltage of 5.25 V.

Keywords: Batteries, Buck-Boost Converter, Bidirectional DC-DC Converters, CC-CV charging process, Energy Storage, PI Control.

Agradecimentos

Os meus sinceros agradecimentos, em primeiro lugar, à minha família, com principal destaque para os meus pais, avós e Madrinha, pois sem o seu apoio a conclusão deste ciclo de estudos seria ainda mais difícil, à minha namorada Inês Ribeiro, por todo o apoio até mesmo nos momentos mais difíceis e que sempre me apoiou em todas as decisões tomadas ao longo deste percurso.

Ao meu orientador Professor Rui Chibante, por todas as horas dispensadas para elaboração deste projeto e pelo acompanhamento constante em todas as fases que constituíram a elaboração deste projeto. O seu conhecimento e metodologia de trabalho foram essenciais para que este projeto fosse dado como concluído.

Ao professor Rui Brito, que foi determinante para a elaboração do código associado a este projeto, uma vez que o código tem como base os conhecimentos que me transmitiu ao longo da unidade curricular de SICEP.

Por fim, quero deixar também um obrigado a toda a estrutura do ISEP, por me ter proporcionado excelentes momentos desde que comecei a minha jornada em 2021.

A todos vós, um grande obrigado!

Índice

| | | |
|----------|---|-----------|
| 1 | Introdução | 1 |
| 1.1 | Contextualização | 1 |
| 1.2 | Objetivos | 2 |
| 1.3 | Organização do Documento | 2 |
| 2 | Fundamentos Teóricos | 3 |
| 2.1 | Modelos de Baterias..... | 3 |
| 2.1.1 | Método Baseado numa Impedância | 5 |
| 2.1.2 | Circuito Equivalente de Thévenin..... | 6 |
| 2.1.3 | Circuito elétrico baseado no circuito de Thévenin | 7 |
| 2.1.4 | Modelo Shepherd | 8 |
| 2.1.5 | Modelo PNGV..... | 9 |
| 2.2 | Carregamento Bidirecional | 11 |
| 2.2.1 | V2G..... | 14 |
| 2.2.2 | V2H..... | 15 |
| 2.2.3 | V2V..... | 17 |
| 2.3 | Conversores Bidirecionais | 19 |
| 2.3.1 | Estruturas de Potência | 20 |
| 2.4 | Técnicas de Controlo de Carga de Baterias | 29 |
| 2.4.1 | Corrente constante | 29 |
| 2.4.2 | Tensão Constante | 30 |
| 2.4.3 | Corrente Constante - Tensão Constante | 31 |
| 2.4.4 | Algoritmos de Controlo | 31 |
| 2.5 | Estratégia de Gestão de Energia | 35 |
| 2.5.1 | Microgrid | 36 |
| 3 | Dimensionamento e simulação do sistema proposto | 41 |
| 3.1 | Modelação da Bateria..... | 41 |
| 3.2 | Dimensionamento do Conversor..... | 45 |
| 3.3 | Simulação do Processo de Carga | 47 |
| 3.4 | Simulação do Processo de Descarga | 55 |
| 4 | Desenvolvimento experimental do sistema proposto | 57 |
| 4.1 | Hardware | 57 |
| 4.2 | Software..... | 65 |
| 5 | Resultados Experimentais | 75 |
| 6 | Considerações Finais | 83 |

| | |
|---|-----------|
| Referências..... | 85 |
| Anexos | 1 |
| Anexo A Datasheet da bateria KB612 | 2 |
| Anexo B Código do programa elaborado | 4 |

Índice de Figuras

| | |
|---|----|
| Figura 1 - <i>Microgrid</i> com um sistema híbrido de energia(Alsharif et al. 2022) | 1 |
| Figura 2 - Modelo Elétrico simples otimizado..... | 3 |
| Figura 3 - Gráfico de Nyquist..... | 5 |
| Figura 4 - Diagrama de Argand..... | 6 |
| Figura 5 - Circuito equivalente com base numa impedância | 6 |
| Figura 6 - Circuito Equivalente de Thévenin | 7 |
| Figura 7 - Modelo Elétrico proposto baseado no circuito equivalente de Thévenin (Chen & Rincón-Mora 2006) | 8 |
| Figura 8 - Modelo PNGV de primeira ordem (Saldaña et al. 2019b) | 10 |
| Figura 9 - Topologias de carregamento unidirecional e bidirecional (Khalid et al. 2021) | 11 |
| Figura 10 - Configuração de um carregador <i>Off-Board</i> (Ronanki, Kelkar & Williamson 2019).. | 11 |
| Figura 11 - Tipologia de carregadores bidirecionais monofásicos (esquerda) e trifásicos (direita) (Erb, Onar & Khaligh 2010)..... | 12 |
| Figura 12 - Carregadores de uma única etapa e de duas etapas (Dhanalakshmi & Usha Rani 2020) | 13 |
| Figura 13 - Esquema de vários modos de partilha de energia (Islam et al. 2022) | 14 |
| Figura 14 - Elementos constituintes da tecnologia V2G (Tan et al. 2014)..... | 15 |
| Figura 15 - Sistema de gestão de energia numa habitação (Elkholy et al. 2022) | 16 |
| Figura 16 - Carregador de Veículos Elétricos e a sua conexão durante o sistema de V2V (Taghizadeh et al. 2020)..... | 18 |
| Figura 17 - Rede Elétrica com a implementação das tecnologias V2X (Liu et al. 2013) | 19 |
| Figura 18 - Conversor <i>Buck</i> | 21 |
| Figura 19 - Conversor <i>Boost</i> | 23 |
| Figura 20 - Conversor <i>Buck-Boost</i> | 25 |
| Figura 21 - Conversor <i>Buck-Boost</i> na primeira etapa de operação | 25 |
| Figura 22 - Conversor <i>Buck-Boost</i> na segunda etapa de operação | 26 |
| Figura 23 - Tensão/Corrente nos constituintes do conversor <i>Buck Boost</i> | 26 |
| Figura 24 - Conversor DC-DC Bidirecional composto por um <i>array</i> fotovoltaico | 28 |
| Figura 25 - Modo <i>Boost</i> do conversor bidirecional..... | 29 |
| Figura 26 - Padrão de carga em corrente constante..... | 30 |
| Figura 27 - Perfil de carga CV (TYCORUN 2022)..... | 30 |
| Figura 28 - Perfil de Carga CC-CV (Gao et al. 2019) | 31 |
| Figura 29 - Controlador PID em malha fechada (Viswanatha et al. 2022)..... | 32 |
| Figura 30 - Relação entre o valor de erro e o sinal de saída da componente integrativa | 33 |
| Figura 31 - Estrutura da lógica Fuzzy no controlo de conversores DC-DC (Viswanatha et al. 2022) | 34 |
| Figura 32 - Princípio de funcionamento do controlo MPC (Schwenzer et al. 2021)..... | 35 |
| Figura 33 - Resistência interna de uma bateria de chumbo (Isidor Buchmann 2017)..... | 42 |
| Figura 34 - Curva de descarga típica (Olivier Tremblay 2007) | 43 |
| Figura 35 - Os três pontos principais para modelação da bateria | 43 |

| | |
|---|----|
| Figura 36 - Processo de carga CC-CV da bateria..... | 48 |
| Figura 37 - Simulação do sistema com recurso ao software PLECS | 48 |
| Figura 38 - Flip Flop do tipo D(Urias 2022)..... | 49 |
| Figura 39 - Controlador PI na forma paralela..... | 51 |
| Figura 40 - Diagrama de blocos do sistema no domínio da frequência | 52 |
| Figura 41 – Controladores PI de tensão e corrente | 53 |
| Figura 42 – Representação no <i>software</i> PLECS do controlador PI de tensão | 53 |
| Figura 43 – Resultado do controlo PI de tensão | 53 |
| Figura 44 – Simulação do carregamento da bateria | 54 |
| Figura 45 – Simulação da descarga da bateria | 55 |
| Figura 46 – Conversor Bidirecional implementado..... | 57 |
| Figura 47 – Circuito modelo do HCPL 7800..... | 58 |
| Figura 48 -Circuito para leitura da tensão na bateria | 59 |
| Figura 49 – Correlação teórica entre tensão e corrente no sensor CSLW6B1 | 60 |
| Figura 50 - Circuito para leitura de corrente na bateria | 61 |
| Figura 51 - Circuito completo do conversor bidirecional implementado | 62 |
| Figura 52 - Sistema completo em bancada | 63 |
| Figura 53 - Conversor Bidirecional DC-DC implementado | 64 |
| Figura 54 - Vista superior do microcontrolador XMC4700 | 65 |
| Figura 55 - Esquema de ligações das aplicações associadas às interrupções geradas | 67 |
| Figura 56 - Ciclo de <i>Trigger</i> | 67 |
| Figura 57 - Associação do PWM_0 à interrupção de conversão AD | 68 |
| Figura 58 - Carga da bateria em malha fechada..... | 70 |
| Figura 59 - Definição dos canais associados à APP de conversão AD. | 70 |
| Figura 60 - Interface gráfica | 72 |
| Figura 61 - Comportamento do <i>duty cycle</i> em função do erro: a) Tensão na bateria (a vermelho) b) <i>Duty cycle</i> | 75 |
| Figura 62 - Sinal PWM aplicado ao <i>mosfet</i> no processo de carga..... | 76 |
| Figura 63 - Valores de tensão representativos da leitura de tensão e corrente..... | 76 |
| Figura 64 - Sinal de PWM aplicado ao <i>mosfet</i> de descarga | 77 |
| Figura 65 - Inicialização do processo de descarga e respetivo sinal de PWM gerado | 78 |
| Figura 66 - Processo de carga através do algoritmo CC-CV prático | 79 |
| Figura 67 - Processo de carga através do algoritmo CC-CV teórico | 79 |
| Figura 68 - Processo de descarga prático..... | 80 |
| Figura 69 - Curvas teóricas representativas da descarga da bateria em função da corrente.... | 80 |
| Figura 70 - Ficha Técnica da Bateria (pág. 1 de 2)..... | 2 |
| Figura 71 - Ficha Técnica da Bateria (pág. 2 de 2)..... | 3 |
| Figura 72 - Código do programa (pág. 1 de 3)..... | 4 |
| Figura 73 - Código do programa (pág. 2 de 3)..... | 5 |
| Figura 74 - Código do programa (pág. 3 de 3)..... | 6 |

Índice de Tabelas

| | |
|---|----|
| Tabela 1 -Tensão de <i>cut-off</i> em função da corrente de descarga | 44 |
| Tabela 2 - Parâmetros do conversor bidirecional | 46 |
| Tabela 3 - Comparação em função da frequência | 47 |
| Tabela 4 - Tabela da verdade do flip-flop do tipo D..... | 49 |
| Tabela 5 – Tensão vs corrente do sensor de corrente (após condicionamento)..... | 60 |
| Tabela 6 - Tensão vs Corrente (Saída do sensor de corrente sem condicionamento) | 62 |

Siglas, Acrónimos e Símbolos

Lista de Siglas e Acrónimos

| | |
|------------|--------------------------------|
| Ah | <i>Ampère-hora</i> |
| CC | <i>Constant Current</i> |
| CV | <i>Constant Voltage</i> |
| D | <i>Duty Cycle</i> |
| DC | <i>Direct Current</i> |
| PFC | <i>Power Factor Correction</i> |
| PWM | <i>Pulse Width Modulation</i> |
| V2G | <i>Vehicle to Grid</i> |
| V2H | <i>Vehicle to Home</i> |
| V2V | <i>Vehicle to Vehicle</i> |

Lista de Símbolos

| | |
|--------|---|
| η | Rendimento |
| π | Pi |
| K_i | Parâmetro de ação integral do controlador |
| K_p | Parâmetro de ação proporcional do controlador |

1 Introdução

1.1 Contextualização

Este projeto surgiu do desejo de realizar um trabalho que se baseasse na eletrônica de potência e a importância da sua implementação do ponto de vista da produção de energia elétrica por meio de fontes renováveis com recurso à utilização de sistemas de armazenamento, que se revelam fundamentais no âmbito da produção de energia elétrica em regime especial.

Com base neste desejo, surgiu a oportunidade em coadjuvação com o Professor Rui Chibante de desenvolver um protótipo capaz de gerir o fluxo de energia de forma bidirecional com base na utilização de duas fontes de energia distintas. Este protótipo permite não só compreender o quão importante é o conceito da eletrônica de potência no quotidiano, bem como o impacto que uma gestão eficiente da energia tem num sistema elétrico de energia que dispõe de equipamentos capazes de armazenar a energia elétrica proveniente das mais variadas fontes de produção alternativas aos combustíveis fósseis.

Os conceitos acima apresentados permitiram, desta forma, realizar um estudo mais detalhado dos sistemas de gestão de energia existentes e a implicação que os mesmos apresentam em sistemas elétricos descentralizados e sustentáveis. Na Figura 1 encontra-se ilustrado um sistema híbrido que dispõe das mais variadas tecnologias de fornecimento de energia que se baseiam na eletrônica de potência para que seja possível uma partilha de energia elétrica de forma dinâmica e amiga do ambiente.

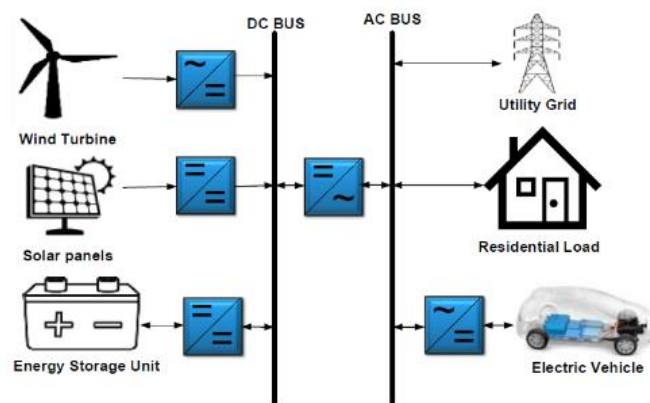


Figura 1 - *Microgrid* com um sistema híbrido de energia (Alsharif et al. 2022)

1.2 Objetivos

O objetivo principal deste projeto de dissertação é desenvolver um conversor DC-DC bidirecional não isolado passível de ser implementado no processo de carga e descarga de uma bateria em função das necessidades existentes no meio onde será implementado, de forma que o fluxo de energia bidirecional seja realizado de forma célere e eficiente. Para que tal ocorra é necessário avaliar estes sistemas de uma perspetiva conceptual e técnica, de modo a sustentar as etapas de análise e desenvolvimento de um conversor DC-DC, que seja atual e representativo. No seguimento do acima descrito e com o objetivo de desenvolver um protótipo capaz de espelhar todas as funcionalidades e vantagens que um conversor desta natureza representa para o controlo de um sistema de armazenamento de energia elétrica de origem renovável, foram definidas as seguintes tarefas:

- Analisar as tipologias de conversores DC-DC existentes e efetuar uma análise matemática aos estados de funcionamento dos conversores DC-DC não isolados;
- Análise ao princípio de funcionamento do conversor *Buck-Boost* bidirecional e como o fluxo de energia neste pode ser controlado através de um controlo em malha fechada.
- Desenvolver o modelo elétrico e de controlo do conversor no software PLECS;
- Projetar um conversor bidirecional DC-DC que garanta um controlo preciso da carga e descarga da bateria;
- Implementação e teste do protótipo do conversor e da estratégia de controlo do sistema;
- Realizar uma interface gráfica que permita ao utilizador definir se pretende carregar ou descarregar a bateria e em função disto definir a tensão de carregamento.

1.3 Organização do Documento

A dissertação encontra-se dividida em 6 capítulos que se encontram abaixo numerados:

- No primeiro capítulo apresenta-se a contextualização do trabalho, bem como os objetivos a atingir.
- No segundo capítulo encontram-se presentes os fundamentos teóricos relativamente aos circuitos equivalentes das baterias, carregadores bidirecionais, conversores bidirecionais e as técnicas de gestão de energia.
- No terceiro capítulo descreve-se e apresenta-se a simulação do sistema proposto.
- No quarto capítulo é exposto um desenvolvimento experimental ao sistema proposto.
- No quinto capítulo apresentam-se os resultados obtidos assim como a análise às simulações efetuadas.
- No sexto capítulo são referidas as conclusões do projeto realizado e trabalhos futuros a desenvolver neste âmbito.

2 Fundamentos Teóricos

2.1 Modelos de Baterias

A modelação de uma bateria pode ser realizada através de um método analítico, eletroquímico e tendo como base um circuito elétrico. Os modelos analíticos não fornecem uma boa perspectiva dos processos eletroquímicos que ocorrem numa bateria, enquanto nos métodos eletroquímicos, estes requerem uma elevada capacidade computacional para resolver equações diferenciais. Uma possível combinação entre estes dois processos iria apresentar uma grande complexidade e uma trivial compatibilidade entre modelos. Por outro lado, os modelos baseados em circuitos elétricos podem ser conectados facilmente ao restante sistema eletrónico, mas sofrem de menor precisão, o que no caso de estudo do comportamento de baterias é insignificante e torna-se simples e eficaz para este tipo de equipamentos (Lam, Bauer & Kelder 2011).

O circuito elétrico mais simples e que é utilizado para a modelação de uma bateria é denominado de modelo ideal, este caracteriza-se pela sua simplicidade já que a bateria apenas é representada por uma fonte de tensão constante e relativamente aos parâmetros da mesma, estes são desprezados. Desta forma, este modelo não considera a variação da tensão em função do estado da carga, da variação da carga ou qualquer outro fenómeno transitório, o que demonstra que a tensão é constante até atingir o valor nulo, que se dá quando a bateria se encontra sem carga.

O resultado deste modelo apenas é aceitável em análise de estados estacionários, sendo que a sua aplicação mais comum é a alimentação de dispositivos inseridos no âmbito da eletrónica de potência.

Uma vez que o modelo ideal não considera fenómenos transitórios, foi concebido um modelo simples otimizado que é composto por uma fonte de tensão e uma resistência em série, esta resistência é capaz de representar as perdas de energia que ocorrem numa bateria. Em relação a este modelo, a nível elétrico, poderá representar os efeitos que o estado da carga promove na resistência interna da bateria. Na Figura 2 encontra-se apresentado o modelo simples otimizado.

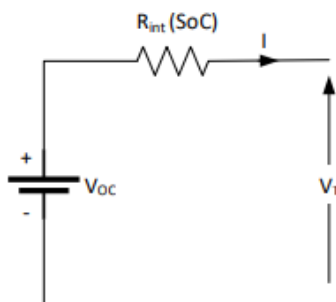


Figura 2 - Modelo Elétrico simples otimizado

No modelo acima apresentado, a tensão aos terminais do circuito é determinada através da seguinte equação.

$$V_t = V_{OC} + R_{int}(SOC) * I \quad (1)$$

Relativamente à resistência interna, esta é expressa da seguinte forma:

$$R_{int}(SOC) = \frac{R_0}{SOC^k} \quad (2)$$

Em que R_0 é definida como a resistência interna inicial, SOC, o estado de carga atual da bateria e k é descrito como um fator de capacidade calculado através das curvas de carga determinadas pelo fabricante. O estado de carga atual da bateria, SOC, é definido pela seguinte expressão (Saldaña et al. 2019a).

$$SOC = 1 - \frac{A * h}{C_{10}} \quad (3)$$

Onde A é a corrente que a bateria é capaz de fornecer, h é definido como o tempo de funcionamento e C_{10} a capacidade da bateria para aguentar 10 horas de funcionamento à temperatura de referência.

Apesar das equações acima apresentadas, existem determinados autores que representam a resistência interna através de outra equação que considera o comportamento não linear da resistência. Esta equação encontra-se abaixo apresentada.

$$R_{int}(SOC) = R_{int} + \frac{k}{SOC} \quad (4)$$

Da equação acima é possível definir que k representa a constante de polarização, SOC, o estado de carga e R_{int} a resistência interna da bateria tal como mencionado anteriormente.

O modelo descrito poderá ser melhorado com a implementação de uma fonte de tensão controlada pelo estado de carga, denominada de V_{OC} . Neste caso a tensão aos terminais da bateria é determinada através das seguintes equações.

$$V_T = V_{OC}(SOC) - R_{int}(SOC) * I \quad (5)$$

$$V_{OC}(SOC) = V_0 - k * SOC \quad (6)$$

$$R_{int}(SOC) = R_{int} - k_R * SOC \quad (7)$$

Em que:

- $V_{OC}(SOC)$ – Tensão em circuito aberto, dependente do estado de carga;
- $R_{int}(SOC)$ – Resistência em função do estado da carga;
- V_0 – Tensão da bateria quando esta se encontra totalmente carregada;
- R_{int} – Resistência interna quando a bateria se encontra totalmente carregada;
- k e k_R – Contantes obtidas empiricamente.

A partir dos modelos mais simples foram desenvolvidos modelos elétricos baseados numa impedância e no circuito equivalente de Thévenin. A modelação baseada numa impedância tem como base a espectroscopia de impedância eletroquímica, sendo que a aplicação deste modelo tem como principal vantagem a identificação e análise do estado de uma bateria através do circuito equivalente sem um conhecimento total do histórico de operação de uma bateria. Em relação ao circuito equivalente de Thévenin, quando utilizado para modelar uma bateria, permite determinar o efeito da polarização que ocorre na bateria no processo de descarga e

carga da mesma, no entanto esta modelação não tem em consideração o efeito da temperatura na bateria.

2.1.1 Método Baseado numa Impedância

Em relação ao método baseado numa impedância, o seu princípio de funcionamento tem como base a aplicação de um pequeno sinal sinusoidal em corrente ou tensão numa célula eletroquímica, medindo a resposta desta célula em tensão ou corrente com a respetiva fase e amplitude, ou a equivalente parte real e imaginária. Dessa forma determina-se a impedância do sistema através do quociente entre a tensão e a corrente como se encontra representado através das equações 8 e 9. Este método deve ser repetido para diversas frequências de trabalho.

$$Z = \frac{E_t}{I_t} = \frac{E_0 \sin(\omega t)}{I_0 \sin(\omega t + \phi)} = Z_0 \frac{\sin(\omega t)}{\sin(\omega t + \phi)} \quad (8)$$

$$Z(\omega) = \frac{E}{I} = Z_0 e^{j\phi} = Z_0 (\cos\phi + j\sin\phi) \quad (9)$$

Através da expressão 9, define-se que $Z(\omega)$ é composta por uma parte real e uma parte imaginária. Caso a parte real seja representada no eixo do X e a parte imaginária no eixo do Y obtém-se um gráfico de Nyquist, Figura 3, este apresenta uma impedância para cada valor de frequência de trabalho e permite analisar a resposta do sistema através dos espectros da impedância apresentados.

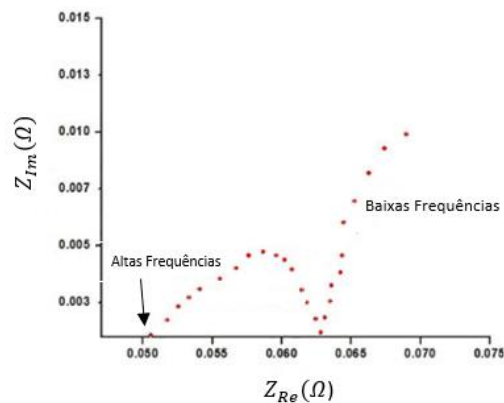


Figura 3 - Gráfico de Nyquist

Na Figura 3 a impedância pode ser representada por um vetor de comprimento $|Z|$ em que o ângulo entre o vetor e o eixo X é denominado por ângulo de fase. Este vetor encontra-se delineado na Figura 4 através do diagrama de *Argand*.

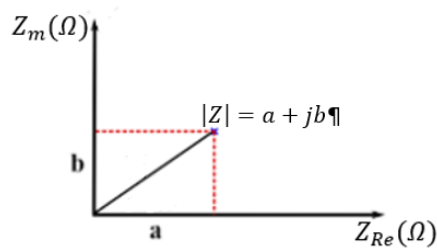


Figura 4 - Diagrama de Argand

Com esta metodologia e complementarmente ao gráfico anteriormente apresentado é possível modelar o comportamento de uma bateria dinamicamente, através da capacidade de uma bateria, o seu estado e a quantidade de carga ainda disponível. Estas características podem ser interpretadas através de um circuito equivalente como o apresentado na Figura 5.

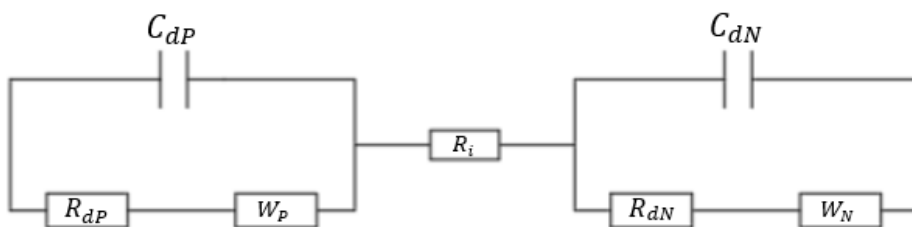


Figura 5 - Circuito equivalente com base numa impedância

Através da figura acima definem-se os elementos que constituem uma bateria, sendo R_i a soma da impedância do eletrólito e da interligação entre os elétrodos positivo e negativo, R_{dP} e R_{dN} são denominadas como as resistências à transferência de carga e o valor destas aumenta significativamente com o aumento de ciclos de carga e descarga, C_{dP} e C_{dN} são condensadores de dupla camada que se encontram na área compartilhada entre um elétrodo e o eletrólito e caracterizam-se por suprirem rapidamente picos elevados de corrente quando se requer uma quantidade elevada de energia num curto espaço de tempo e por fim W_p e W_n , estas são impedâncias vulgarmente chamadas de impedâncias de Warburg, com estas impedância tem-se em consideração o fenómeno de difusão, este fenómeno apenas é detetável a baixas frequências e é fundamental para o estudo do envelhecimento das baterias que ocorre quando a mesma é descarregada(Liu et al. 2018), isto é, através da concentração dos espécimes eletroativos no eletrólito prevê-se o tempo de descarga de uma bateria para uma determinada carga, estes espécimes diminuem com o aumento do número de reações eletroquímicas.

2.1.2 Circuito Equivalente de Thévenin

O circuito equivalente de Thévenin utilizado para modelar o comportamento de uma bateria, consiste numa fonte de tensão ideal em série com uma resistência e um ou mais pares RC, em que o par RC representa a reação eletroquímica que ocorre na bateria aquando da variação da carga aplicada a esta. Esta reação é definida como polarização do elétrodo que resultará numa força eletromotriz que afetará o rendimento da bateria, desde logo o valor de tensão aos terminais desta.

Através do valor de tensão em circuito aberto é possível estimar o estado da carga, uma vez que a relação entre estes dois parâmetros é constante. Por sua vez, determinar o estado da

carga torna-se fundamental para conhecer o comportamento da bateria, pois permite decidir o término do processo de carga, bem como o de descarga, evitando dessa forma sobrecarga ou descarga excessiva, o que aumenta a vida útil deste tipo de equipamento (Institute of Electrical and Electronics Engineers 2017).

Na Figura 6 encontra-se apresentado o circuito equivalente de Thévenin pretendido.

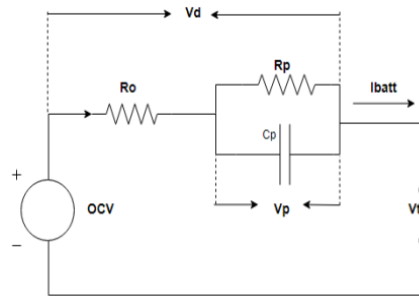


Figura 6 - Circuito Equivalente de Thévenin

Tendo por base o circuito equivalente acima apresentado e aplicando a lei de *Kirchoff*, a tensão aos terminais da bateria no domínio do tempo é determinada através da seguinte fórmula.

$$V_t = OCV(t) + V_p + I_{batt}(t) * R_o \quad (10)$$

Em que:

- OCV - Tensão em Circuito Aberto;
- V_p - Tensão de Polarização;
- I_{batt} - Corrente que percorre a bateria, sendo que esta corrente é positiva quando a bateria se encontra a carregar e negativa quando a bateria se encontra a descarregar através de uma carga;
- R_o - Resistência interna da bateria.

Como referido anteriormente a modelação de baterias permite compreender o comportamento das mesmas, o que ajudará a melhorar o desempenho do sistema e aumentar a eficiência do mesmo. O seu melhoramento só é possível com o conhecimento perfeito dos parâmetros que caracterizam as baterias e que se tornam fundamentais para a sua modelação, sem estes não é possível obter um modelo elétrico de alta precisão que represente o comportamento de uma bateria (Zhang, Zhang & Lei 2016). De seguida, irão ser descritos dois circuitos elétricos que contemplam estes parâmetros de uma forma mais detalhada e para os quais foram necessários a compreensão dos circuitos anteriormente mencionados.

2.1.3 Circuito elétrico baseado no circuito de Thévenin

Um modelo elétrico preciso, intuitivo e abrangente encontra-se apresentado na Figura 7. Do lado esquerdo desta figura encontra-se um circuito que representa a capacidade da bateria e do lado direito, um circuito capaz de representar as características da relação entre tensão e corrente que flui no circuito. Através deste modelo é possível simular a evolução da tensão e do estado da carga com a corrente de carga ou descarga, bem como, prever regimes transitórios em qualquer ponto de funcionamento da bateria.

Do lado esquerdo do circuito encontra-se apresentado um condensador juntamente com uma fonte de corrente controlada e uma resistência de auto descarga. Do lado direito do circuito apresentado encontra-se um circuito similar ao circuito elétrico equivalente de Thévenin anteriormente ilustrado, em que a principal diferença é a adição de um par RC.

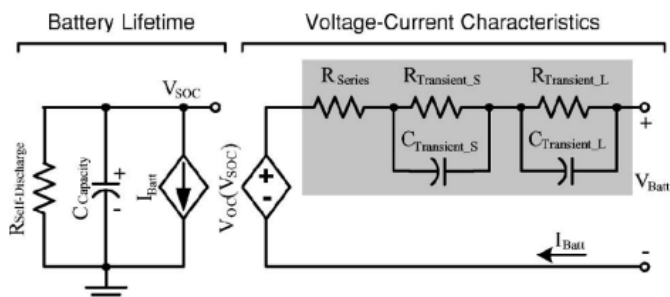


Figura 7 - Modelo Elétrico proposto baseado no circuito equivalente de Thévenin (Chen & Rincón-Mora 2006)

Em relação aos componentes enumerados anteriormente, o condensador aplicado no circuito representativo da capacidade da bateria, tem como função representar a capacidade da bateria, a tensão V_{SOC} simboliza o estado de carga da bateria, a resistência de auto descarga reproduz a perda de energia quando a bateria se encontra sem utilização durante um longo período e por último a fonte de corrente que caracteriza a corrente responsável pela carga e descarga da bateria.

Relativamente ao circuito que corresponde às características da relação entre a tensão e corrente que flui no circuito, a única diferença comparativamente ao circuito equivalente de *Thévenin* é a representação de um segundo par RC. O primeiro par RC representa os efeitos da polarização num curto espaço de tempo e o segundo par é responsável por descrever os efeitos de polarização num longo período. Este circuito pode também ser denominado por modelo de *Thévenin* de segunda ordem.

Do circuito de *Thévenin* de segunda ordem são definidas as seguintes equações de funcionamento:

$$V_T = V_{OC} - R_{int} * I - V_{C1} - V_{C2} \quad (11)$$

$$\dot{V}_{C1} = \frac{1}{R_1 * C_1} * V_{C1} + \frac{1}{C_1} * I \quad (12)$$

$$\dot{V}_{C2} = \frac{1}{R_2 * C_2} * V_{C2} + \frac{1}{C_2} * I \quad (13)$$

2.1.4 Modelo Shepherd

O modelo Shepherd é um modelo matemático que consiste numa equação que caracteriza a descarga de uma bateria em corrente constante, sendo os parâmetros necessários retirados da curva de descarga presente no *datasheet* do equipamento disponibilizado pelo fabricante. A equação representativa deste modelo garante a minimização da quantidade de dados necessários para descrever o desempenho de uma bateria que seja implementada em sistemas de gestão de energia de forma a diminuir os custos associados aos testes experimentais, uma vez que este modelo evita a realização de testes experimentais.

Em função do acima descrito e a título exemplificativo, em veículos elétricos e em veículos ligados a sistemas de armazenamento distribuídos, onde a bateria representa uma parcela significativa do custo total destas aplicações é substancial definir de forma célere um modelo que represente a dinâmica da bateria aquando da descarga desta e é por este motivo que foi desenvolvido o modelo matemático de Shepherd sendo este representado pela equação 14 (Campagna et al. 2020).

$$V = E_0 - K\left(\frac{Q}{Q - \int idt}\right)i - R_0 * i + A * e^{(-B*\int idt)} \quad (14)$$

Em que:

- E_0 representa a tensão em circuito aberto da bateria o máximo da sua capacidade (V);
- K é o coeficiente da resistência polarizada (Ω);
- Q reflete a capacidade da bateria (Ah);
- i é a corrente na bateria (A);
- R_0 caracteriza a resistência interna da bateria (Ω);
- $\int idt$ é a carga atual da bateria (Ah);
- A, B são constantes empíricas (V), (1/Ah).

De realçar que o modelo Shepherd original contém um termo não linear ($K\frac{Q}{Q-\int idt}i$), no entanto, este termo representa um valor de tensão não linear que altera o seu valor em função da amplitude da corrente e da carga real da bateria, o que provoca instabilidade na simulação. Esta instabilidade deve-se ao comportamento da bateria quando se encontra totalmente descarregada e não há fluxo de corrente. A tensão desta atinge E_0 e assim que há circulação novamente de corrente a tensão cai abruptamente, isto representa o comportamento real de uma bateria, porém neste modelo a não linearidade da tensão apenas depende da carga atual da bateria e provoca *loops* algébricos (Olivier Tremblay 2007).

O modelo acima apresentado é baseado nas seguintes premissas e limitações:

1. Premissas do modelo:
 - a. A resistência interna é constante durante a carga e descarga da bateria;
 - b. Os parâmetros recolhidos através da curva de descarga que caracteriza a bateria são exatamente os mesmos utilizados para a carga da bateria;
 - c. A capacidade da bateria não varia com a amplitude da corrente;
 - d. A temperatura não afeta o comportamento do modelo;
 - e. A bateria não é afetada pelo efeito de memória.
2. Limitações do modelo:
 - a. A tensão mínima da bateria sem carga é 0V e a tensão máxima da bateria não é limitada;
 - b. A capacidade mínima da bateria é 0 Ah e o máximo não é limitado, portanto o estado de carga da bateria pode ser superior a 100%.

2.1.5 Modelo PNGV

Um consórcio entre o governo americano e as três maiores produtoras de automóveis nacionais (DaimlerCrysler, Ford e General Motors), possibilitou a criação do modelo PNGV, este caracteriza-se por ser muito preciso e como se irá verificar posteriormente os parâmetros que

constituem este modelo encontram-se relacionados e variam de acordo com a tensão, temperatura e SOC da bateria a teste. O circuito que representa este modelo encontra-se ilustrado na **Erro! A origem da referência não foi encontrada.**

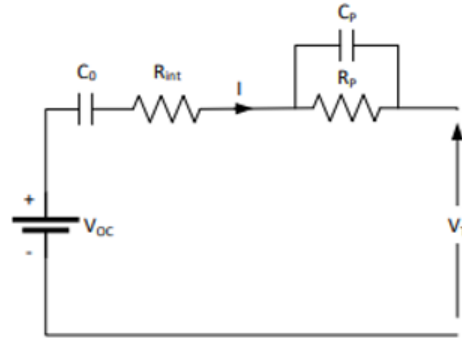


Figura 8 - Modelo PNGV de primeira ordem (Saldaña et al. 2019b)

O modelo acima apresentado é obtido através da adição de um condensador C_0 em série com o circuito equivalente de Thévenin. O condensador adicionado representa as variações que ocorrem no valor da tensão de circuito aberto devido à integração da corrente I .

Quando uma bateria de íões de Lítio se encontra no processo de carga ou descarga, a integração da corrente em função do tempo provoca alterações no estado de carga, que consequentemente altera a tensão de circuito aberto da bateria, que representa uma mudança na tensão no condensador C_0 . Neste sentido, o condensador C_0 não representa apenas a capacidade da bateria, mas também a resposta em corrente contínua. Adicionalmente, o efeito de histerese é maioritariamente descrito por C_0 compensando dessa forma algumas desvantagens do modelo de Thévenin. Este circuito é muito utilizado para a identificação dos parâmetros da bateria tendo como base pulsos de corrente.

A tensão aos terminais da bateria através do modelo PNGV é determinada com a implementação da expressão abaixo.

$$V_t = V_{OC} + R_{int} * I + V_{C_0} - V_{C_p} \quad (15)$$

Onde:

$$\dot{V}_{C_0} = \frac{1}{C_0} * I \quad (16)$$

$$\dot{V}_{C_p} = \frac{1}{R_p * C_p} * V_{C_p} + \frac{1}{C_p} * I \quad (17)$$

Todavia o modelo PNGV não considera o número de ciclos de funcionamento nem a temperatura de funcionamento, o que é considerado uma grande desvantagem em termos de modelação do comportamento de uma bateria. Em contrapartida, este modelo tem em consideração os efeitos de polarização que se tornam fundamentais para a determinação do estado de carga.

2.2 Carregamento Bidirecional

As baterias armazenam energia sobre a forma eletroquímica, portanto durante o processo de carga a corrente contínua é convertida em energia química e por outro lado, quando esta se encontra a descarregar, a energia é novamente convertida num fluxo de elétrons sob a forma de corrente contínua. Neste sentido, torna-se obrigatório a conversão de energia no processo de carga e descarga de uma bateria.

No caso dos veículos elétricos, estes possuem carregadores instalados na sua estrutura para que ocorra a conversão de energia necessária para o objetivo pretendido, ou seja, o fluxo de energia entre o veículo e a rede elétrica é unidirecional ou bidirecional, como apresentado na Figura 9. Estes carregadores são denominados de *On-Board Chargers* e são compostos geralmente por uma ponte retificadora juntamente com um filtro e conversores DC-DC.

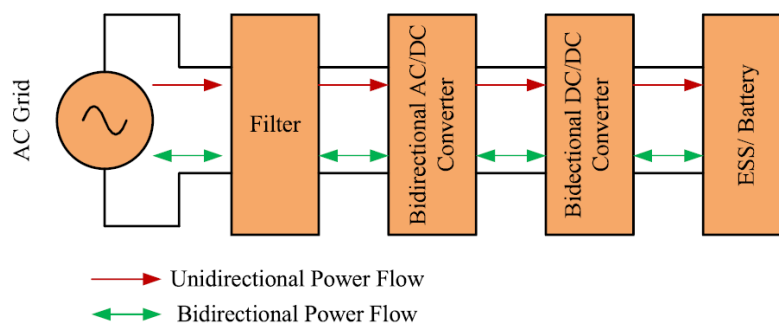


Figura 9 - Topologias de carregamento unidirecional e bidirecional (Khalid et al. 2021)

Complementarmente, o fluxo de energia quer seja bidirecional ou unidirecional pode ser efetuado com um bypass ao carregador *On-Board*, isto é, a estação de carregamento possui o denominado *Off-Board charger*, este tem como princípio de funcionamento o mesmo dos *On-Board Chargers*, no entanto, não ocupa espaço no veículo e conseqüentemente não aumenta o peso do veículo e é capaz de fornecer potências de carregamento muito superiores, em que o tempo de carregamento assemelha-se ao tempo que um utilizador necessita para encher o depósito de um carro de combustão interna. A configuração dos *Off-Board Chargers* encontra-se representada na Figura 10

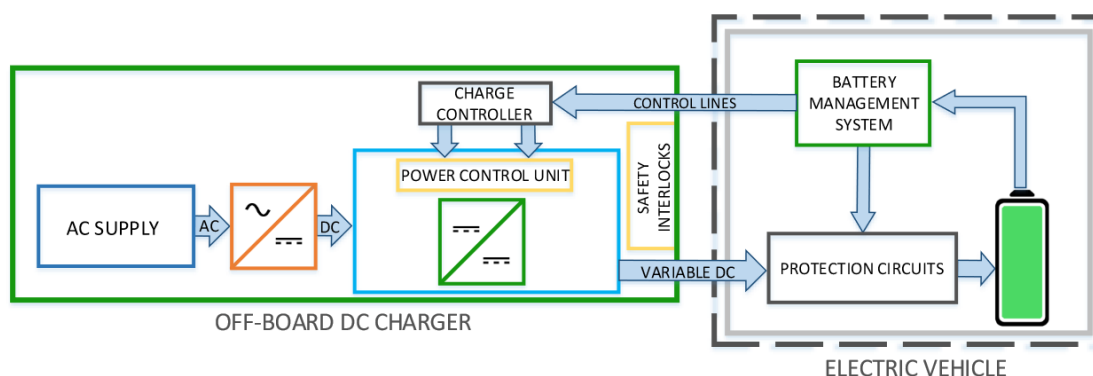


Figura 10 - Configuração de um carregador *Off-Board* (Ronanki, Kelkar & Williamson 2019)

Relativamente aos carregadores *On-Board* unidirecionais é inevitável a sua implementação num automóvel elétrico atualmente comercializado, porém o futuro dos veículos elétricos e a sua utilização como uma fonte alternativa são os carregadores *On-Board* bidirecionais, que inclusivamente poderão ser aplicados em diversas tecnologias de partilha de energia que serão descritas num capítulo seguinte.

A nível de potência de carregamento, os carregadores *On-Board* bidirecionais apresentam valores compreendidos entre os 0 e os 7kW quando se encontra em utilização um sistema monofásico, enquanto num sistema trifásico a potência de carregamento encontra-se compreendida entre os 7kW e os 22 kW. Desta forma, os carregadores que se inserem nesta tecnologia bidirecional encontram-se categorizados como nível 1, 2 e 3 em função das potências de carregamento.

1. Nível 1: Os carregadores *On-Board* de nível 1 visam o baixo custo e reduzida potência de carregamento, o que não se torna adequado para o fluxo de energia bidirecional;
2. Nível 2: Os carregadores *On-Board* de nível 2 são os mais utilizados no fluxo de energia bidirecional e permitem potências de carregamento entre os 3,7 kW e os 22 kW;
3. Nível 3: Potências de carregamento entre os 22 kW e os 43,5 kW, minimizando o tempo de carregamento enquanto, no caso de o automóvel ser utilizado como uma fonte de energia, o fluxo da mesma encontra-se limitado entre os 6,6 kW e os 12 kW para que não degrade o estado da bateria nem reduzir a capacidade da mesma muito rapidamente.

Para que estes carregadores sejam implementados e cumpram a sua função de converter energia de forma bidirecional, estes consistem em duas etapas de conversão de potência, nomeadamente: a) conversor AC-DC que é utilizado para retificar a fonte de alimentação monofásica ou trifásica e b) Conversor DC-DC que tem como funcionalidade regular a corrente de carga das baterias. Com o intuito de um fluxo de energia bidirecional é apresentado na Figura 11 processo de carga e descarga de uma bateria que tanto é carregada através da rede como fornece energia quando a rede necessita.

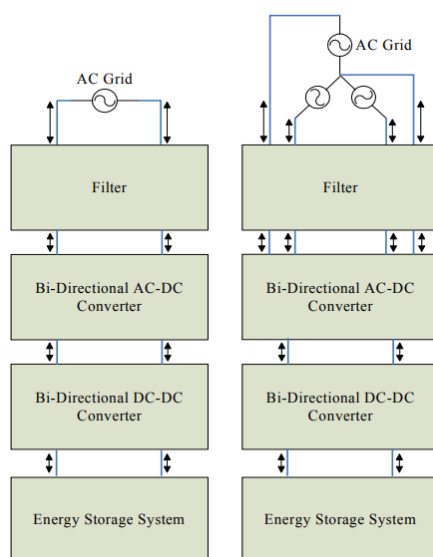


Figura 11 - Tipologia de carregadores bidirecionais monofásicos (esquerda) e trifásicos (direita) (Erb, Onar & Khaligh 2010)

Quando a bateria se encontra a carregar, a corrente alternada proveniente da rede é filtrada para que sejam removidas as componentes indesejadas da frequência. De seguida, a corrente alternada é retificada em corrente contínua à medida que atravessa o conversor AC-DC bidirecional. Uma vez que a tensão de saída em corrente contínua não corresponde à tensão de armazenamento das baterias, o conversor DC-DC irá regular a tensão recebida em função da tensão das baterias.

Se a bateria do veículo estiver a funcionar como uma fonte de alimentação o processo funciona de forma inversa, ou seja, a tensão na bateria é regulada para a tensão em corrente contínua adequada para que a tensão alternada após o conversor AC-DC seja conforme a prescrita na rede elétrica.

O processo de carregamento e descarregamento de uma bateria com a utilização de *On-Board Chargers* tem intrinsecamente duas etapas de conversão de energia, no entanto, através de diversos estudos realizados tem emergido configurações de uma única etapa, ou seja, são compostos por um único conversor AC-DC isolado, que permite obter uma maior densidade de potência e reduz o custo em termos de hardware. As duas configurações encontram-se ilustradas na figura abaixo.

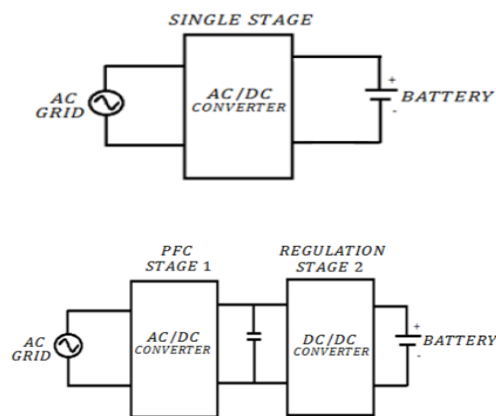


Figura 12 - Carregadores de uma única etapa e de duas etapas (Dhanalakshmi & Usha Rani 2020)

Adicionalmente, pode-se afirmar que o carregador de uma única etapa dispensa a utilização de um condensador volumoso como o existente na configuração de duas etapas e combina o conversor PFC, este inclui o conversor AC-DC e simultaneamente este conversor funciona como um com o conversor DC-DC sem a utilização de um volumoso condensador, desta forma um único conversor opera em todos os modos de funcionamento existentes, carregamento, travagem e aceleração. Porém, estes carregadores são difíceis de implementar devido à dificuldade em utilizar simultaneamente o filtro PFC e a regulação da tensão a aplicar aos terminais das baterias numa única etapa.

Através dos carregadores anteriormente descritos é possível entender a sua importância nas tecnologias de partilha de energia, o que resulta num fluxo de energia bidirecional. Este fluxo bidirecional permitiu o desenvolvimento de tecnologias que utilizam o veículo elétrico como fonte de energia através de uma gestão eficiente da bateria deste tipo de veículos. Este conceito tem então como princípio de funcionamento a utilização do veículo para mitigar algumas necessidades a nível elétrico, como apresentado na Figura 13.

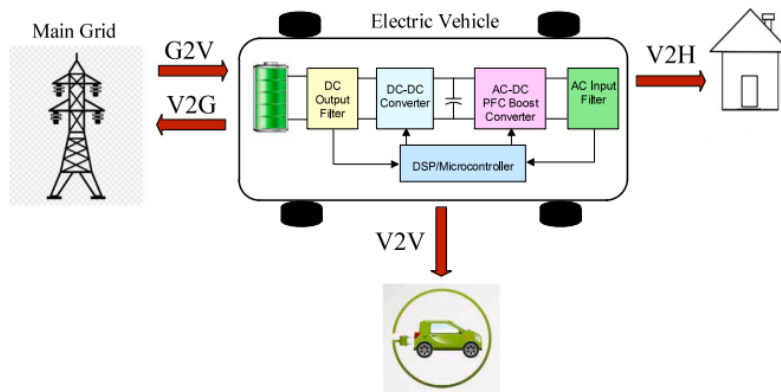


Figura 13 - Esquema de vários modos de partilha de energia (Islam et al. 2022)

2.2.1 V2G

A tecnologia denominada de V2G permite que o veículo elétrico possa ser denominado como um sistema de armazenamento de energia quando ligado à rede e simultaneamente uma fonte de energia elétrica quando necessário. Posto isto, através desta tecnologia pode-se definir que o fluxo de energia entre um veículo elétrico e a rede não é apenas unidirecional, mas também bidirecional.

Um fluxo de energia bidirecional é conseguido quando a energia elétrica flui desde a rede até ao veículo com o intuito de carregar as baterias que este possui e por outro lado, quando a energia elétrica armazenada no veículo é transferida para a rede. Para que este fluxo de energia tenha sucesso são necessários três elementos fundamentais e que constituem esta tecnologia, estes são a comunicação entre o operador de rede e o veículo elétrico, equipamentos que sejam capazes de medir este mesmo fluxo de energia bidirecional e o mais importante uma conexão entre o veículo e a rede que permita o fluxo desta mesma energia (Yilmaz & Krein 2013).

Para o operador de rede, o conceito V2G permitirá que a energia fornecida pelo veículo seja utilizada para a obtenção de um fator de potência próxima do valor unitário, suprimir as necessidades de energia em momentos de pico e a substituir as fontes de energia renováveis quando estas não são capazes de produzir energia. Neste sentido, o operador de rede será capaz de definir os momentos de carga e descarga da bateria que este tipo de veículos dispõe da forma mais eficiente e flexível (Kempton & Tomić 2005).

A nível particular, ou seja, o proprietário de um veículo elétrico tem como vantagens a venda a energia à rede quando não necessita da mesma ou até carregar o veículo em períodos em que a energia elétrica apresenta valores baixos o que permite que este beneficie com a implementação deste conceito no seu dia-a-dia.

Em termos práticos, o tempo médio que um automobilista despende na estrada é inferior a 10% do (Tan, Ramachandaramurthy & Yong 2014), o que representa que o automóvel se encontra a maior parte do tempo imobilizado e sem utilização da carga presente na bateria, o que promove a conexão do mesmo à rede através da implementação do conceito V2G. A estrutura deste conceito envolve importantes elementos, entre estes é possível realçar os recursos de energia, o operador de rede, concessionária de energia, facilidades de comunicação e instalações bidirecionais de carregamento de baterias tal como apresentado na Figura 14.

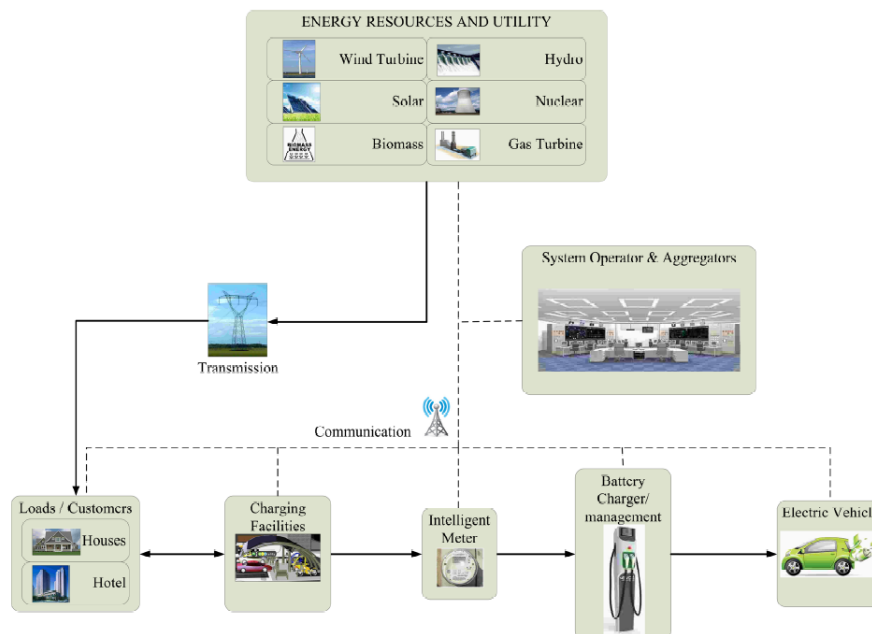


Figura 14 - Elementos constituintes da tecnologia V2G (Tan et al. 2014)

Através da interpretação que pode ser efetuada à figura acima é facilmente perceptível a função que os postos de carregamento têm neste conceito V2G, ou seja, sem estes a conexão à rede não era possível. A comunicação entre o veículo elétrico e o operador da rede é essencial para que haja facilidade na gestão do fluxo de energia elétrica, tendo em consideração todas as cargas inerentes à rede elétrica. Inclusivamente, com esta figura é possível a interpretação de um novo conceito com o nome de V2H, este pode ser facilmente implementado no quotidiano de um proprietário de um veículo elétrico ou híbrido.

2.2.2 V2H

O conceito V2G permite que as baterias sejam utilizadas para suprimir picos de carga, melhorar o fator de potência da rede elétrica entre outras funções já apresentadas anteriormente, no entanto, essa mesma bateria pode ser utilizada para suprimir as necessidades a nível elétrico de uma habitação, essa tecnologia é denominada de V2H (*Vehicle to Home*).

O conceito V2H utiliza o veículo elétrico como um sistema de armazenamento de energia e quando necessário transfere a energia presente no veículo para a habitação. Porém, no caso da energia pretendida pela habitação for diminuta, a bateria do veículo elétrico poderá ser carregada e desta forma possibilitar o uso do veículo quando necessário.

Esta tecnologia permitiria reduzir os preços de eletricidade no caso da energia utilizada fosse meramente proveniente do veículo, no entanto, este sistema também acarreta desvantagens uma vez que diminui o tempo de vida útil da bateria do veículo, custos referentes a uma má gestão dos recursos energéticos e a incapacidade na utilização da capacidade total da bateria, já que o utilizador poderá necessitar do veículo a qualquer momento, o que obrigará a que a carga utilizada pela habitação com fonte na bateria do veículo elétrico seja pré-definida antes da sua utilização.

Para que ocorra uma boa gestão energética no processo inerente a esta tecnologia é essencial um sistema de gestão de energia para que esta tecnologia seja verdadeiramente implementada nas habitações existentes em todo mundo. Com estes sistemas há a possibilidade da criação de cidades inteligentes, em que o veículo elétrico é o pilar destas, sendo que terão como fundamento principal redes inteligentes baseadas na comunicação, monitorização e envio/receção de sinais.

O software de gestão de energia descrito em (Elkholy et al. 2022) é um dos exemplos de sistemas essenciais para a implementação do conceito V2H, na Figura 15 encontra-se um esquema de como essa gestão é realizada e como é possível utilizar este conceito numa tecnologia totalmente renovável.

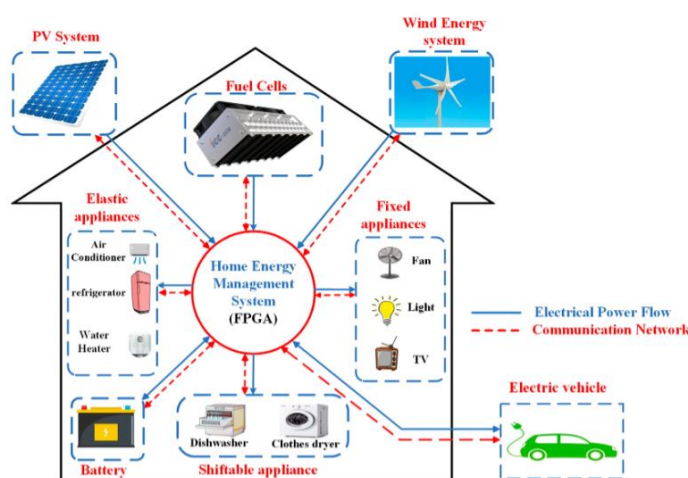


Figura 15 - Sistema de gestão de energia numa habitação (Elkholy et al. 2022)

Na figura acima é possível verificar que as cargas existentes na habitação poderão ser alimentadas através de sistemas baseados em fontes de energia renovável (Energia fotovoltaica, eólica e células de combustível) e em casos específicos, isto é, o preço de eletricidade elevado ou falta de produção de energia elétrica proveniente das fontes renováveis devido à sua instabilidade, permitirá a implementação do veículo elétrico como uma fonte de energia estável e confiável. De modo a comprovar a eficácia deste conceito em termos de auxílio para a alimentação de cargas essenciais e como um substituto da energia proveniente da rede ou de sistema de produção para autoconsumo, este exemplo encontra-se dividido em 6 cenários distintos que são inumerados abaixo:

1. No caso de a energia elétrica produzida através do sistema fotovoltaico ser suficiente para alimentar as cargas existentes, a restante energia produzida pelo sistema fotovoltaico, bem como pelo sistema eólico irá ser utilizada para carregar as baterias que são utilizadas como backup e inclusivamente carregar o veículo elétrico que se encontra ligado à habitação;
2. Caso o sistema fotovoltaico não consiga suprimir a energia necessária então o sistema eólico produzirá a restante energia necessária. A energia excedente irá tal como no caso anterior carregar o veículo e as baterias de backup;
3. Quanto à possibilidade de não se conseguir extrair qualquer energia dos sistemas fotovoltaicos e eólicos, entram em ação as células de combustível para cobrir toda a carga, caso essa energia seja excedente então será possível carregar o veículo e as baterias;

4. No caso de as três fontes de energia não produzam energia suficiente para alimentar as cargas, as baterias irão, dessa forma, alimentar as cargas existentes, mas tendo em conta que a capacidade das baterias não pode ser inferior a 20%;
5. Relativamente à tecnologia V2H, esta será utilizada quando necessário sempre com o conhecimento que só é possível utilizar 10% da capacidade da bateria do carro e esta bateria terá de apresentar no mínimo 70% da capacidade;
6. No caso de não dispor de nenhuma fonte de energia, o sistema irá gerir as cargas que deverão estar ligadas, isso é possível com a programação por parte do consumidor das cargas críticas e não críticas.

Em suma, a aplicação do conceito V2H poderá ser aplicado numa simples habitação, o que permitirá ao proprietário da mesma utilizar energia 100% renovável para alimentar as cargas existentes, caso o veículo que funciona como fonte de energia primária tenha sido carregado com origem em fontes de energia 100% renováveis. Esta possibilidade aumentará o investimento em infraestruturas capazes de implementar este conceito de forma mais fácil e descentralizada e é fundamental para atingir as metas existentes para a neutralidade carbónica em 2050 nos países da União Europeia. O exemplo apresentado retrata perfeitamente as vantagens que a aquisição de um veículo elétrico pode apresentar para além da não emissão de gases poluentes para a atmosfera quando estes se encontram em circulação, estes veículos poderão ser fontes de energia elétrica, o que se representa um grande avanço na rede elétrica e no desígnio no fabrico destes veículos.

2.2.3 V2V

Apesar do desenvolvimento que ocorre e que deverá ocorrer nas infraestruturas de carregamento de acordo com a forte adesão que se tem notado na compra de veículos elétricos, podem ocorrer situações em que os veículos elétricos possam não ter acesso a estações de carregamento. Para isso uma das soluções que se deve implementar é a tecnologia V2V (*Vehicle-to-Vehicle*).

A tecnologia V2V permite a venda da energia excedente existente nas baterias de um veículo a um proprietário de outro veículo elétrico que pretenda mais energia e até mesmo à utilização deste conceito em *Smart Grids* e parques de estacionamento que não tenham na sua constituição nenhum ponto de carregamento. A transferência de energia pode então ser realizada através de um dispositivo de carregamento portátil como o abordado em (Taghizadeh et al. 2020), que conecta os dois veículos elétricos através de ambas as portas de carregamento. Esta tecnologia teve como base uma solução que apenas permitia carregar o veículo elétrico através da bateria presente num veículo com motor de combustão interna. O carregador utilizado que permitia esta interligação continha um conversor DC-AC e um conjunto de cabos que tinham como função conectar os terminais da bateria do automóvel com motor de combustão interna e a porta de carregamento do veículo elétrico. Adicionalmente, como principal desvantagem este carregador portátil apenas dispunha de uma potência de carregamento de 325W, o que é um valor muito baixo em comparação com a capacidade das baterias que constituem os veículos elétricos atuais.

O circuito representado na Figura 16 apresenta o cabo proposto sem a necessidade de um carregador portátil e que pode ser utilizado nesta tecnologia V2V.

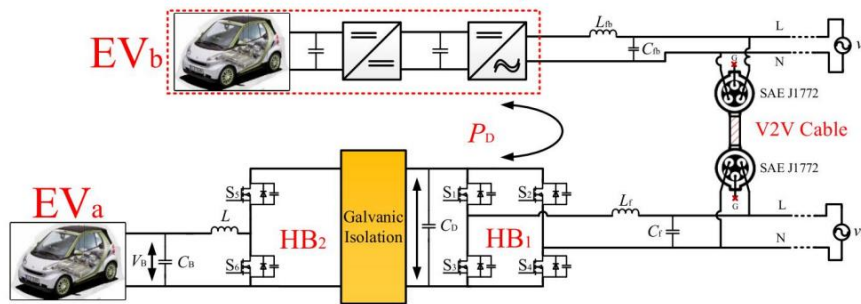


Figura 16 - Carregador de Veículos Elétricos e a sua conexão durante o sistema de V2V (Taghizadeh et al. 2020)

Na imagem acima apresentada EV_a atua como uma nova fonte de carregamento através da ponte H representada por HB_1 que analisará a amplitude e a tensão que é compartilhada pelos dois veículos e dessa forma HB_1 será controlado em função das necessidades do veículo EV_b , enquanto HB_2 permanecerá continuamente com o sistema de controlo previsto. Simultaneamente, o veículo EV_b tem como sistema de controlo de energia similar ao caso de este estar conectado à rede, uma vez que que o sinal apresentado pelo cabo será exatamente igual quando comparado com o proveniente da rede.

Com o conceito de partilha através de métodos inteligentes como são os aplicados em *Smart Grids*, é possível então criar comunidades de energia onde ocorre a partilha de energia entre os seus constituintes, que pode ser realizada através de fontes de energia como é o caso dos veículos elétricos e as oportunidades que a tecnologia V2V tem na integração das diferentes tecnologias de partilha. Neste sentido são apresentados abaixo os recursos que uma estrutura V2V oferece.

- Múltiplos constituintes de uma rede constituída por proprietários de veículos elétricos;
- Necessidade de sistemas inteligentes na rede elétrica para a transferência de energia;
- Esta tecnologia requer infraestruturas básicas e baixas perdas de transmissão;
- Troca de energia entre os proprietários de veículos elétricos;
- A tecnologia V2H é incorporada no sistema que constitui o conceito de V2V e dessa forma é possível integrar várias residências num grupo de proprietários de veículos elétricos e coordená-los com a rede elétrica em detrimento da utilização exclusiva do próprio veículo para alimentar a habitação que o mesmo possui;
- Pode melhorar o desenvolvimento de *Smart Grids* que é essencial para o futuro da rede elétrica nacional, uma vez que utilizam métodos inteligentes para uma maior descentralização da rede elétrica.

A figura seguinte representa a integração de todas as tecnologias de partilha de energia e a inclusão dos veículos elétricos na rede elétrica como fontes de energia sem qualquer impacto negativo na rede.

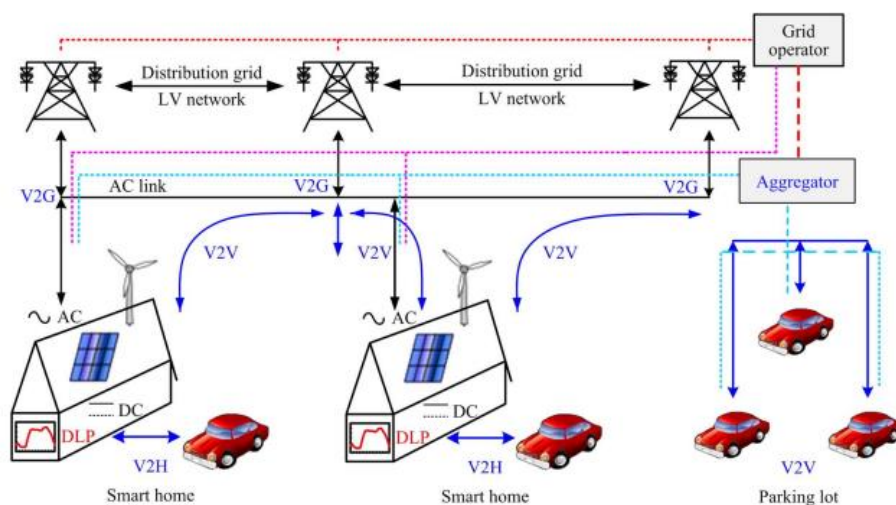


Figura 17 - Rede Elétrica com a implementação das tecnologias V2X (Liu et al. 2013)

Em complemento à figura acima apresentada, é necessário referir que esta tecnologia é fundamental com o aumento do número de veículos elétricos na estrada e a assistência que os mesmos podem ter aquando da ausência de pontos de carregamento. Esta tecnologia resulta também num armazenamento de energia por parte do veículo elétrico e esta consegue ser facilmente integrada na rede elétrica existente e simultaneamente interagir com outras tecnologias de partilha de energia.

2.3 Conversores Bidirecionais

O aumento da energia elétrica produzida através de fontes renováveis em detrimento da utilização de combustíveis fósseis tem originado um maior empenho na implementação de sistemas capazes de aumentar a eficiência de produção e a inserção da energia renovável no quotidiano de qualquer consumidor de energia. Um desses sistemas são os conversores DC-DC bidirecionais, uma vez que apresentam uma grande mais valia que no que concerne ao fluxo bidirecional de energia entre constituintes de uma determinada rede.

Para o controlo destes sistemas bidirecionais são desenvolvidos e implementados algoritmos de controlo muito fiáveis que terão uma grande influência na variável de saída destes dispositivos, o que permitirá obter um sinal de saída muito próximo do valor pré-definido e com uma grande eficiência em todo o processo de conversão.

Com o rápido desenvolvimento da produção de energia elétrica a partir de fontes renováveis e a utilização destas em *smart grids*, os conversores DC-DC bidirecionais têm e terão um papel cada vez mais importante na transição energética e tecnológica, pois com estes sistemas será possível atingir a neutralidade carbónica dentro do setor energético e será um grande passo na transição energética nos mais variados ambientes comerciais e industriais. A nível tecnológico, estes sistemas serão necessariamente instalados no ambiente de *smart grid*, uma vez que nestas redes a transação de energia entre comunidades deverá ser efetuada em corrente contínua controlável, devido às grandes vantagens que esta apresenta em comparação com a distribuição de energia elétrica em corrente alternada. A implementação destes equipamentos juntamente com a utilização do conceito “*Internet of Things*” irá reiterar as grandes vantagens

das *smart grids* e a sua importância no setor energético num futuro cada vez mais presente, onde a informatização dos mais variados setores é essencial para um futuro promissor.

A utilização de fontes renováveis para a produção de energia elétrica pode ser caracterizada como o presente e o futuro do setor elétrico, no entanto, esta não é constante e totalmente controlável, uma vez que apresenta uma grande dependência relativamente às condições climáticas, o que tem proporcionado um aumento na instalação de sistemas de armazenamento de energia, como por exemplo baterias de íões de lítio. Não esquecendo que nas aplicações, onde as baterias se encontram ligadas à rede é necessário a utilização de conversores AC-DC unidirecionais ou bidirecionais, sendo que o conceito de fluxo de energia bidirecional mesmo em conversores desta natureza tem vindo a aumentar a sua importância com a implementação de sistemas de partilha de energia, como são os casos do V2G (*vehicle-to-grid*) e V2H (*vehicle-to-home*), onde as baterias dos veículos elétricos podem ser definidas como uma fonte de alimentação alternativa.

No que concerne aos conversores DC-DC bidirecionais existentes, estes podem ser divididos em duas classes distintas, isolados e não isolados. Em termos de isolamento, um conversor isolado refere-se a um sistema onde existe um isolamento galvânico entre as duas secções do circuito que compõe o conversor, pelo meio de um transformador, o que resulta em duas massas distintas para as duas secções, permitindo dessa forma evitar *loops* na massa comum ao circuito. Por outro lado, um conversor não isolado utiliza uma única massa comum a todo o circuito, ou seja, a entrada e saída são conectadas ao mesmo potencial e por consequência flui uma única corrente pelo conversor (Stull Ron 2021).

Os conversores não isolados comparativamente aos conversores isolados caracterizam-se por apresentarem uma maior eficiência em comparação com conversores isolados, resultando numa menor dissipação de calor e maior confiabilidade. Adicionalmente, os conversores não isolados apresentam também um reduzido custo, a utilização de menos componentes, logo um tamanho menor o que permite estar mais próximo da carga a que está afeto, diminuindo as perdas e aumentando a eficiência do mesmo. Devido há não utilização de uma separação galvânica a tensão de saída é regulável de forma mais célere e a obtenção desta mesma saída é mais rápida.

Embora ofereça várias vantagens, como o design compacto, eficiência e custo reduzido é crucial avaliar cuidadosamente os requisitos específicos de cada aplicação.

No seguimento do acima mencionado, irão ser apresentadas as estruturas de potência unidirecionais, onde são explicitadas as características associadas a cada estrutura e a respetiva função característica que permitirão, posteriormente, um fluxo de energia bidirecional.

2.3.1 Estruturas de Potência

As exigências do mercado energético relativamente à integração de sistemas de produção de energia com origem renovável obrigam à implementação de equipamentos que permitem trabalhar com níveis de tensão e corrente superiores. Para que seja possível atingir esses mesmos níveis surgiu a necessidade da implementação de conversores capazes de converter diferentes tipos de energia e até mesmo energias em corrente contínua com amplitudes distintas. Em função deste conceito são de seguida apresentadas as diferentes estruturas de potência capazes de converter energia neste estado, em função dos requisitos pré-definidos pelo operador do mesmo, sendo estes requisitos as variáveis que irão influenciar o algoritmo de controlo utilizado.

2.3.1.1 Conversor *Buck*

O conversor *Buck* é definido como um simples conversor DC-DC não isolado que tem como função a conversão da tensão de entrada numa tensão de saída mais baixa quando comparada com esta mesma tensão, portanto esta característica justifica a sua aplicação em sistemas de armazenamento de energia proveniente de painéis fotovoltaicos e até em sistemas que utilizam a energia proveniente de painéis fotovoltaicos para bombear água de consumo para zonas rurais (Kummara et al. 2020).

A compreensão do princípio de funcionamento deste conversor torna-se então fundamental para que seja possível descrever a importância deste princípio no fluxo bidirecional de energia elétrica. Na Figura 18 encontra-se apresentado o circuito elétrico e os constituintes de um conversor *Buck*.

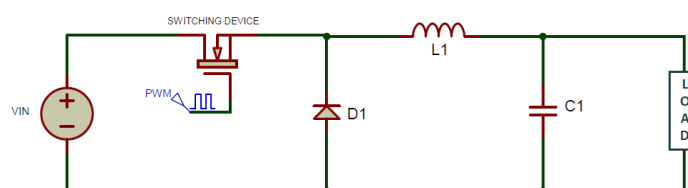


Figura 18 - Conversor *Buck*

O princípio de funcionamento do circuito acima apresentado baseia-se no armazenamento de energia por parte da bobina através da forma como esta se comporta à variação da corrente elétrica, ou seja, este dispositivo irá opor-se à variação do fluxo de corrente permitindo assim o armazenamento de energia elétrica numa determinada fase de conversão. Devido a isto, quando a bobina não se encontrar conectada à fonte de alimentação, V_{IN} , esta terá como função a estipulação de uma corrente que alimentará a carga acoplada a este mesmo sistema. De forma a complementar o supracitado é descrito seguidamente as diferentes etapas que constituem este conversor, de forma a compreender a importância que a bobina apresenta no processo de conversão de energia. Numa primeira fase considera-se que o interruptor, que neste circuito se encontra representado por um *mosfet* controlado por um sinal PWM (*Pulse With Modulation*), se encontra em condução, permitindo dessa forma que a bobina e o condensador sejam percorridos por uma corrente. O aumento da corrente na bobina produz uma força eletromotriz autoinduzida que se opõe à variação dessa mesma corrente, provocando dessa forma o aparecimento de uma tensão aos seus terminais resultando no armazenamento de energia por parte deste componente. Simultaneamente esta mesma corrente irá fluir para a carga e carregará o condensador, aumentando deste modo a tensão aos terminais do condensador resultando num aumento da tensão de saída enquanto este é carregado.

Numa segunda fase, quando o interruptor abre por ação do valor lógico “0” por parte do PWM, a bobina irá forçar a circulação da corrente pelo circuito durante um curto período devido à sua resistência à variação da corrente elétrica e, portanto, a corrente imposta pela bobina continuará a carregar o condensador e a corrente remanescente continuará a alimentar a carga. Porém, após este curto período, a bobina já não é capaz de continuar a fornecer a corrente suficiente para alimentar a carga e consequentemente essa função irá ser efetuada pelo condensador que se descarrega através da carga que este alimenta.

As diferentes etapas que constituem este conversor podem, complementarmente, serem expressas por equações que representam a tensão da bobina em cada fase e consequentemente através deste valor determinar a equação que representa a tensão de saída deste conversor em função da tensão de entrada. Para isso assume-se que existe um balanço

energético, ou seja, a energia armazenada na bobina enquanto o interruptor se encontra fechado é igual à energia que esta liberta quando o interruptor se encontra aberto.

O balanceamento anteriormente mencionado é representado pela equação 19 que se baseia na equação que representa a energia na bobina, equação 18, onde se considera um modo de condução contínuo, portanto a corrente na bobina nunca será zero ao longo do funcionamento do conversor.

$$E_L = I_L * V_L * T \quad (18)$$

$$I_L * V_L(t_{ON}) * \frac{t_{ON}}{T} + I_L * V_L(t_{OFF}) * \frac{t_{OFF}}{T} = 0 \quad (19)$$

Após a definição dos parâmetros intrínsecos ao sistema, determina-se a tensão na bobina, V_L , em função da tensão de entrada e da tensão de saída, quando o interruptor se encontra fechado, ou seja, em t_{ON} , que ocorre quando o PWM se encontra num nível alto. A formulação da equação que descreve este princípio encontra-se apresentada pela equação 21, tendo em consideração a relação existente na equação 20.

$$V_L = V_{IN} - V_{OUT} \quad (20)$$

$$(V_{IN} - V_{OUT}) * I_L * \frac{t_{ON}}{T} = (V_{IN} - V_{OUT}) * I_L * D \quad (21)$$

Posteriormente foi determinada a tensão na bobina aquando da abertura do interruptor, ou seja, em t_{OFF} . A corrente que atravessa a bobina fecha-se através do diódo que neste momento se encontra diretamente polarizado e que usualmente é definido como um diódo de freewheeling. Esta fase do conversor é descrita pela equação 23 uma vez que o interruptor interrompe o circuito que se encontra a montante deste e, portanto, a tensão V_{IN} é nula.

$$V_L = -V_{OUT} \quad (22)$$

$$(0 - V_{OUT}) * I_L * \frac{t_{OFF}}{T} = -V_{OUT} * I_L * (1 - D) \quad (23)$$

Em função das equações anteriormente apresentadas, onde foram formuladas as equações que permitem determinar a tensão na bobina, chega-se à conclusão de que o valor da tensão de saída é oposto ao valor da tensão na bobina, tendo em consideração o *duty cycle* definido. Neste sentido, o valor de *duty cycle* definido influencia diretamente o valor da tensão de saída, o que aumenta a importância na correta parametrização deste parâmetro, pois é a através deste que se determina a razão entre a tensão de saída e a tensão de entrada. As equações que permitem prever o valor da tensão de saída do conversor descrito encontram-se abaixo apresentadas.

$$(V_{IN} - V_{OUT}) * D - V_{OUT} * (1 - D) = 0 \quad (24)$$

$$\Leftrightarrow V_{IN}D - V_{OUT}D - V_{OUT} + V_{OUT}D = 0 \quad (25)$$

$$\Leftrightarrow V_{OUT} = V_{IN}D \quad (26)$$

De acordo com a equação 26 é plausível afirmar que existe uma grande facilidade em obter um valor da tensão de saída perfeitamente controlado, uma vez que o *duty cycle* é que definirá a

percentagem do valor da tensão de entrada que será apresentado na saída, ou seja, a título exemplificativo, uma tensão de entrada do conversor de 10 V juntamente com um *duty cycle* de 75% resultará numa tensão de saída de 7,5 V.

Por fim, conclui-se que este tipo de conversor apresenta inúmeras vantagens que o confirmam como o conversor a utilizar em instalações *off-grid* como é o caso das instalações fotovoltaicas realizadas em grande escala em zonas rurais que complementarmente utilizam sistemas de armazenamento de energia a uma tensão inferior à tensão dos painéis fotovoltaicos.

2.3.1.2 Conversor *Boost*

O conversor *Boost* é definido com um conversor DC-DC não isolado, que tem como fundamento a obtenção de um valor da tensão de saída superior ao valor da tensão de entrada, portanto é muitas vezes denominado como circuito elevador de tensão. Tal como a topologia anterior, esta é não isolada e apenas funciona numa direção.

No caso concreto das baterias, o meio mais utilizado para armazenamento de energia, o estado de carga destas diminui consoante a sua utilização e atinge um valor diminuto que pode não permite a alimentação de um dado circuito e é neste contexto que a implementação de um conversor *Boost* é explorada, pois este é capaz, em função do *duty cycle*, aumentar a tensão aplicada a uma determinada carga quando esta é alimentada por uma bateria que apresente um estado de carga muito baixo, aumentando desta forma a sua vida útil.

Em termos práticos, quando comparado com o conversor *Buck*, o conversor *Boost* contém o mesmo número de equipamentos, porém dispostos de maneira distinta como apresentado na Figura 19.

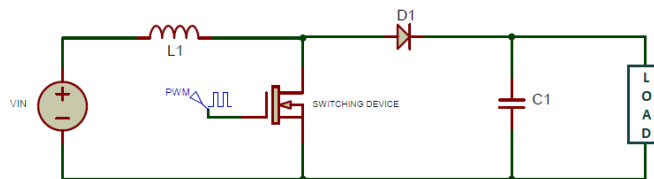


Figura 19 - Conversor *Boost*

Para uma melhor interpretação do princípio de funcionamento é necessário assumir, mais uma vez, o balanço energético que permite definir a energia que a bobina é capaz de armazenar nos diferentes estados de comutação do *mosfet*. Simultaneamente e em concordância com o conversor *Buck* é tido em consideração o modo de condução contínuo ao longo da análise a este sistema. O balanço energético é então definido através da equação 28, em função da equação 27.

$$E_L = I_L * V_L * T \quad (27)$$

$$I_L * V_L(t_{ON}) * \frac{t_{ON}}{T} + I_L * V_L(t_{OFF}) * \frac{t_{OFF}}{T} = 0 \quad (28)$$

Com base nas equações acima apresentadas serão, de seguida, descritas as duas fases que constituem este sistema, ou seja, quando o dispositivo de comutação representado pelo *mosfet* se encontra fechado, t_{ON} , e aberto, t_{OFF} .

No primeiro cenário, o interruptor encontra-se fechado, ou seja, o sinal lógico do PWM é "1", o que proporciona que a corrente atravesse a bobina e se feche pelo *mosfet*, resultando imperativamente na isenção de fluxo de corrente no condensador e simultaneamente na carga,

já que o diodo de encontra inversamente polarizado. Neste caso a expressão que expressa a tensão aos terminais da bobina encontra-se representada pela equação 29, que consequentemente resulta na equação 30, sendo a polaridade da bobina de acordo com a direção do fluxo da corrente.

$$V_{IN} = V_L \quad (29)$$

$$V_{IN} * I_L * \frac{t_{ON}}{T} = V_{IN} * I_L * D \quad (30)$$

Na segunda fase de comutação, o interruptor abre por ordem do sinal proveniente do sinal do PWM e de acordo com a lei de Lenz, será induzida uma força eletromotriz com polaridade que se opõe à causa que a criou. Dessa forma, a bobina com o objetivo de manter o nível de corrente atingido quando o interruptor se encontra fechado, altera a sua polaridade, portanto uma tensão negativa nos seus terminais, comportando-se como uma fonte de alimentação que em conjunto com a tensão, V_{IN} , proporcionará um aumento da tensão aos terminais do condensador que se encontra diretamente relacionado com o aumento da tensão de saída. A nível matemático, encontram-se de seguida apresentada a formulação que permite determinar a tensão na bobina quando o circuito se encontra na sua segunda etapa de acordo com a enumeração realizada.

$$V_{IN} = V_L + V_{OUT} \quad (31)$$

$$\Leftrightarrow V_L = V_{IN} - V_{OUT} \quad (32)$$

$$\Leftrightarrow (V_{IN} - V_{OUT}) * I_L * \frac{t_{OFF}}{T} = (V_{IN} - V_{OUT}) * I_L * (1 - D) \quad (33)$$

Em função das equações anteriormente apresentadas é possível interpretar o princípio de funcionamento da bobina em função do estado de comutação do interruptor que é controlado através do sinal a que este é sujeito. Este sinal como já referido é um sinal PWM que terá um *duty cycle* bem definido em função das necessidades e do objetivo pretendido com um conversor desta tipologia.

A relação entre a tensão de entrada e saída do conversor *Boost* em função do valor de *duty cycle* é formulada através das equações de seguida apresentadas.

$$V_{IN}D + (V_{IN} - V_{OUT}) * (1 - D) = 0 \quad (34)$$

$$\Leftrightarrow V_{IN}D + V_{IN} - V_{IN}D - V_{OUT} + V_{OUT}D = 0 \quad (35)$$

$$\Leftrightarrow V_{IN} = (1 - D) * V_{OUT} \quad (36)$$

$$\Leftrightarrow V_{OUT} = \frac{1}{(1 - D)} * V_{IN} \quad (37)$$

Através das equações acima formuladas consegue-se então definir que a tensão de saída pretendida em função da tensão de entrada está relacionada com o valor do *duty cycle*, sendo esta a variável que permite facilitar a implementação deste tipo de conversores devido à sua simplicidade de construção e de cálculo.

2.3.1.3 Conversor *Buck-Boost*

Como referido anteriormente, os conversores têm um papel fundamental em qualquer sistema de energia, não só devido à transição energética que se pretende que ocorra com a maior celeridade possível em todo mundo, mas também ao armazenamento de energia proveniente de fontes renováveis para os diferentes objetivos. Inclusivamente, a qualidade dos sistemas de produção de energia renovável encontra-se muito dependente da utilização de conversores e das técnicas do controlo associados aos mesmos (Mumtaz et al. 2021).

Os conversores eletrónicos DC-DC são então o claro substituto dos sistemas convencionais de conversão de potência baseados em transformadores e retificadores, uma vez que estes manifestam inúmeras desvantagens não só a nível de custo, mas também de durabilidade. Neste sentido, tem surgido um aumento no estudo e desenvolvimento de conversores *Buck-Boost*, já que através deste conversor é possível combinar os diferentes modos de operação anteriormente descritos e, dessa forma, obter diferentes níveis de tensão e potência com a utilização de um único circuito de conversão como o apresentado na Figura 20.

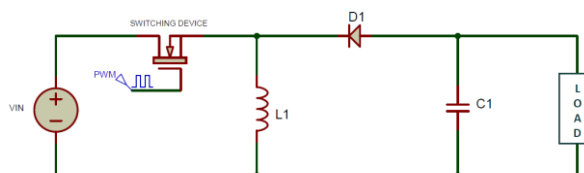


Figura 20 - Conversor *Buck-Boost*

Para um estudo detalhado deste conversor foram assumidos os mesmos pressupostos dos circuitos *Buck* e *Boost* anteriormente descritos, ou seja, a existência de um balanço energético relativo à energia presente na bobina nas diferentes fases de operação e um modo de condução contínuo.

Numa primeira etapa, o interruptor encontra-se fechado, t_{ON} , a corrente flui por este e pela bobina, visto que o diódo irá estar inversamente polarizado, portanto, não permitirá que haja fluxo de corrente para a carga. Neste sentido a bobina irá ser carregada através da tensão V_{IN} e as equações que expressam a tensão na bobina neste momento encontram-se abaixo apresentadas, bem como o circuito que descreve esta etapa.

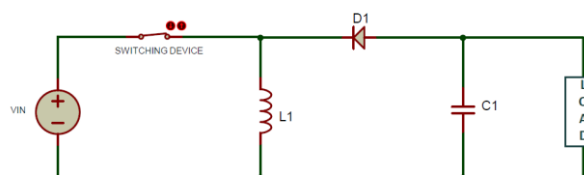


Figura 21 - Conversor *Buck-Boost* na primeira etapa de operação

$$V_{IN} = V_L \quad (38)$$

$$V_{IN} * I_L * \frac{t_{ON}}{T} = V_{IN} * I_L * D \quad (39)$$

Posteriormente, na segunda etapa, o interruptor interrompe o fluxo de corrente para a bobina devido a um sinal de nível lógico "0" proveniente do sinal de controlo PWM, como representado na Figura 22. A diminuição repentina da corrente provocará a inversão de polaridade por parte

da bobina, o díodo encontrar-se-á diretamente polarizado e a corrente fornecida pela bobina atravessa carga e o condensador, sendo este carregado para no caso de uma nova interrupção do fluxo de corrente, que ocorre quando o sinal lógico do PWM se encontra no nível lógico “1”, a carga seja alimentada pela tensão proveniente do condensador após o seu processo de carga no ciclo anterior. As equações que representam a tensão na bobina encontram-se abaixo apresentadas juntamente com o circuito que ilustra esta etapa.

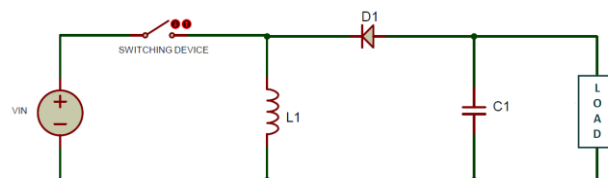


Figura 22 - Conversor *Buck-Boost* na segunda etapa de operação

$$V_L = -V_{OUT} \quad (40)$$

$$-V_{OUT} * I_L * \frac{t_{OFF}}{T} = -V_{OUT} * I_L * (1 - D) \quad (41)$$

Por fim, encontra-se retratada a formulação efetuada para a determinação da tensão de saída em função da tensão de entrada, que será exclusivamente afetada pelo *duty cycle* que define, como já mencionado, o estado do *mosfet* determinado pelo sinal de controlo proveniente do PWM.

$$V_{IN} * I_L * D + (-V_{OUT} * I_L * (1 - D)) = 0 \quad (42)$$

$$\Leftrightarrow V_{OUT} = \frac{D}{(1 - D)} * V_{IN} \quad (43)$$

A Equação 43 permite concluir que esta topologia de conversão funciona como abaixador ou elevador. Através dos circuitos e equações apresentadas é possível definir as formas do sinal proveniente de cada constituinte do sistema em função do estado de comutação do *mosfet* conforme apresentado na Figura 23.

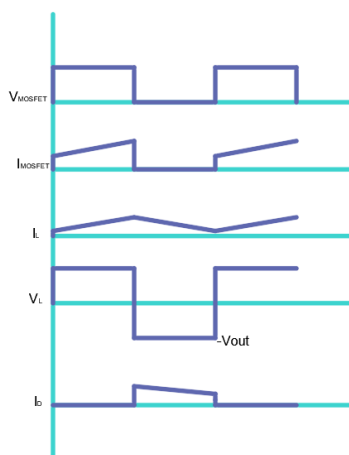


Figura 23 - Tensão/Corrente nos constituintes do conversor *Buck Boost*

Das formas de sinal anteriormente apresentadas destaca-se a corrente na bobina em todo o processo de carga e descarga, já que nunca se anula o que permite confirmar o modo de condução contínua utilizado em todos os conversores descritos anteriormente. De referir que o modo assumido não impossibilita a utilização dos outros dois modos possíveis, o descontínuo e o crítico, no entanto, o modo contínuo tem uma maior utilização, visto que há uma relação bem determinada entre a modulação por largura de pulso (PWM) e a tensão média de saída. Adicionalmente, este modo de condução permite que permaneça em todos os ciclos de conversão energia suficiente para que a tensão de saída nunca atinja um valor nulo.

O efeito acima descrito não ocorre nos restantes modos, uma vez que em modo de condução descontínuo toda a energia é dispensada em cada ciclo e a bobina não é atravessada por qualquer corrente entre etapas. Quanto ao modo de condução crítico, a corrente na bobina apenas se anula num único instante, o que possibilita a máxima utilização da bobina em termos de energia, porém, sempre que a corrente na bobina se anula, um novo período de comutação é iniciado com o acionamento do *mosfet*, tornando a operação vinculada à necessidade da alteração da frequência de comutação, o que torna os conversores com um controlo mais complexo.

2.3.1.4 Conversor Bidirecional *Buck Boost*

Atualmente, com um grande aumento na implementação de sistemas capazes de produzir energia elétrica através de fontes renováveis é necessário a implementação de sistemas com a capacidade de controlar o fluxo de potência entre sistemas de armazenamento de energia e os equipamentos responsáveis pela produção da mesma, já que estes equipamentos acarretam alguma incerteza relativamente à capacidade de produção nas diferentes estações do ano.

Como é conhecido, a tensão produzida por um painel fotovoltaico depende, principalmente, da radiação solar, comprimento de onda da luz e do ângulo de incidência da radiação e, devido a isto, os principais desafios com que os *arrays* fotovoltaicos se deparam são o material de constituição do próprio painel, o seu custo, instalação, manutenção e eficiência. Como os *arrays* fotovoltaicos são definidos como a interligação entre vários painéis fotovoltaicos em série ou paralelo dependendo dos requisitos de potência pretendidos, a implementação de sistemas de armazenamento de energia torna-se essencial nas situações em que o *array* tem a capacidade de produzir uma quantidade de energia superior à requisitada pela carga e, por outro lado, quando a capacidade de produção é diminuta.

Em função do supramencionado, os sistemas de armazenamento, como é o exemplo das baterias, desempenham uma importante tarefa no concerne ao armazenamento de energia e despacho da mesma, dependendo da situação em que a produção de encontra. A gestão de energia necessária ao correto processo de carga e descarga de uma bateria é conseguida com a instalação de conversores bidirecionais, pois sem estes o fluxo de energia apenas seria unidirecional.

Em ordem a provar a importância que um conversor bidirecional *Buck-Boost* tem na produção de energia elétrica através de um *array* de painéis fotovoltaicos, é de seguida apresentado um sistema composto por uma carga e onde um sistema de armazenamento e o respetivo conversor têm um papel fundamental. O sistema descrito encontra-se ilustrado na Figura 24.

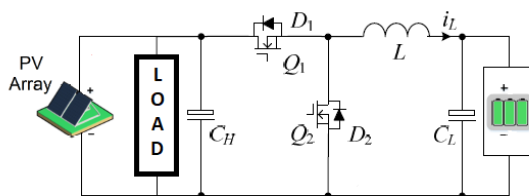


Figura 24 - Conversor DC-DC Bidirecional composto por um *array* fotovoltaico

No circuito acima apresentado a bobina encontra-se do lado da baixa tensão no qual a bateria está conectada para desta forma diminuir a ondulação da corrente permitindo um processo de carga e descarga da bateria mais fácil e adequado para sistemas que têm na sua estrutura baterias recarregáveis.

Como este circuito se trata de um conversor bidirecional *Buck-Boost* é necessário substituir os díodos por interruptores controláveis, uma vez que os díodos não permitem o fluxo de corrente quando estes se encontram inversamente polarizados, o que resulta na sua substituição para que o conversor *Buck-Boost* anteriormente apresentado seja definido como o conversor bidirecional. Este conversor bidirecional terá os dois seguintes modos de operação:

- **Modo Buck:** Este modo terá como função o carregamento da bateria através do *array* fotovoltaico, em que o interruptor Q_1 estará em comutação a uma dada frequência e o interruptor Q_2 continuará aberto. Nos intervalos em que Q_1 conduz a corrente flui por Q_1 e pela bobina, L , sendo a bateria carregada através dos painéis fotovoltaicos quando a potência necessária é inferior à capacidade de produção proveniente destes num determinado período.
- **Modo Boost:** Este modo terá como objetivo dar início ao processo de descarga da bateria quando necessário, a título exemplificativo, a carga poderá necessitar de uma capacidade energética superior à produção do *array* fotovoltaico num determinado momento, como é o caso em determinados dias ou horas em que o céu se encontra nublado e em períodos compreendidos entre o final da tarde e início da manhã, que são períodos onde a radiação é nula. Neste modo, o princípio de funcionamento encontra-se dividido em duas partes distintas:
 - 1ª fase: O interruptor Q_2 encontra-se fechado e por outro lado Q_1 encontra-se aberto, portanto a corrente na bobina irá decrescer ao longo deste período e o condensador que se encontra do lado da alta tensão, C_H , é responsável por fornecer energia à carga. Esta fase encontra-se representada na Figura 25 a);
 - 2ª fase: Ambos interruptores encontram-se abertos, portanto o Díodo D_1 começa a conduzir e a corrente flui para a carga através da bateria levando à sua descarga. Para uma melhor interpretação desta fase, a mesma encontra-se ilustrada na Figura 25 b).

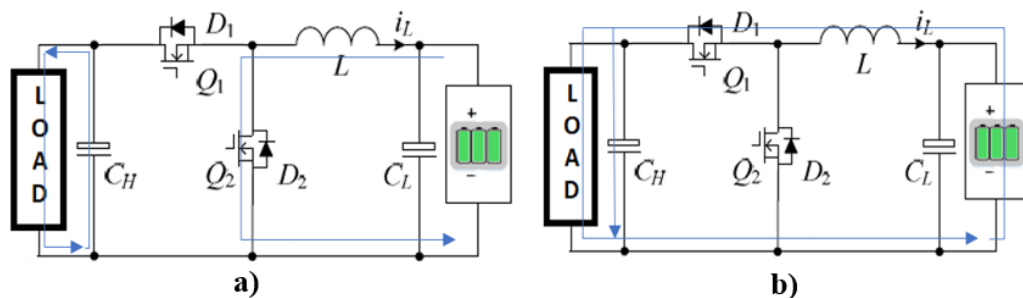


Figura 25 - Modo *Boost* do conversor bidirecional

Para que os modos de operação desta natureza sejam eficientes a nível de gestão da energia elétrica, que permitirá o carregamento e descarregamento das baterias do sistema, revela-se de extrema importância aplicar métodos de controlo do fluxo de energia em função da capacidade das mesmas e do nível de capacidade de produção que os painéis fotovoltaicos apresentam em cada instante.

De forma a compreender este conceito de controlo de conversores bidirecionais e a sua influência no processo de carga e descarga dos sistemas de armazenamento de energia, são de seguida descritas as técnicas de controlo mais utilizados neste tipo de conversores.

2.4 Técnicas de Controlo de Carga de Baterias

O objetivo principal na utilização de conversores bidirecionais DC-DC é atingir a máxima eficiência de carregamento de forma a alcançar o valor da tensão de referência no mais curto espaço de tempo possível. No entanto, os parâmetros intrínsecos aos equipamentos com a capacidade de armazenar energia como é o caso do tempo de carga, proteção contra sobrecarga e o aumento do tempo de vida útil, também se apresentam como características que têm de ser consideradas na implementação de conversores bidirecionais, quando se pretende carregar uma bateria ou equipamentos com estas características.

Uma vez que os processos de carga das baterias não são lineares, diferentes métodos foram desenvolvidos para um controlo eficaz deste processo. Os métodos de controlo mais utilizados, atualmente, são os de corrente constante (CC), tensão constante (CV) e corrente constante-tensão constante (CC-CV), sendo estas técnicas juntamente com um conversor DC-DC bidirecional fundamentais para a implementação de métodos que permitam que o processo de carga e descarga de uma bateria seja automatizado em função das necessidades.

2.4.1 Corrente constante

O método de corrente constante, como o nome indica, implica um carregamento das baterias em corrente constante durante todo este processo. Neste caso, o valor de tensão dependerá da corrente de carregamento, o que facilita na determinação do tempo de carga e do estado de carga da bateria. No entanto, este método também apresenta algumas desvantagens, como é o caso do sobreaquecimento das baterias sensíveis à sobrecarga e correntes baixas conduzem a tempos de carga elevados que podem ser inviáveis, como é o caso de sistemas fotovoltaicos com ciclo de descarga diário.

A Figura 26 ilustra o padrão de carga esperado na utilização deste método, onde é possível visualizar que a corrente se mantém constante durante todo o período de carga à medida que a tensão na bateria aumenta.

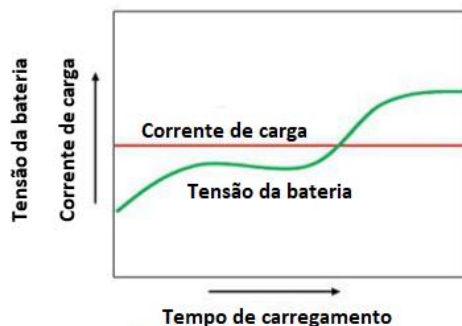


Figura 26 - Padrão de carga em corrente constante

2.4.2 Tensão Constante

No método de tensão constante, ao contrário do método anteriormente descrito, a corrente varia ao longo do processo de carregamento contrariamente à tensão que se mantém constante durante este mesmo período. Esta tensão tem de ser ajustada consoante a natureza da bateria a carregar, já que valores muito elevados de tensão durante o carregamento podem conduzir a uma sobrecarga no final deste processo e, conseqüentemente, desencadear um processo de aquecimento em cascata, onde o aquecimento provocará corrente com um valor cada vez mais elevado que, por sua vez, provocam aquecimento por efeito de Joule até que ocorra a destruição da bateria (Viswanatha, Ramachandra & Venkata Siva Reddy 2022).

Este método de carregamento caracteriza-se por apresentar uma tensão de carregamento constante ao longo de todo o processo de carga e numa fase inicial devido à baixa força eletromotriz da bateria, uma corrente de carregamento muito elevada, sendo que esta irá diminuir gradualmente com o aumento da tensão aos terminais das baterias, o que origina uma finalização de carga muito lenta.

O método acima descrito e as etapas que o caracterizam encontram-se representadas na Figura 27.

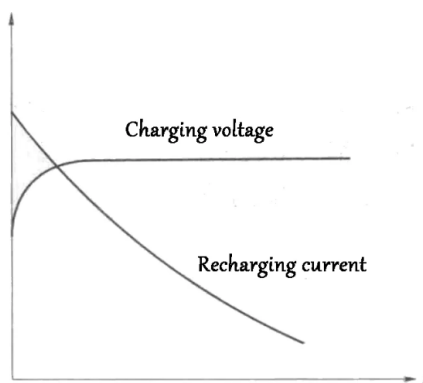


Figura 27 - Perfil de carga CV (TYCORUN 2022)

O perfil de carga ilustrado na Figura 27 permite um carregamento rápido da bateria, no entanto, danifica a capacidade da mesma devido ao valor de corrente inicial muito elevado e superior ao valor de corrente nominal da bateria. Este efeito pode até mesmo levar ao colapso da bateria.

2.4.3 Corrente Constante – Tensão Constante

O método corrente constante – tensão constante (CC-CV) é também conhecido pelo método de duas etapas, visto que advém da combinação de ambos os métodos anteriores, corrente e tensão constante. A primeira etapa consiste no carregamento da bateria através de corrente constante até o valor de corrente atingir o valor de tensão máximo pré-definido. Na segunda etapa, o modo de carregamento é convertido em tensão constante de forma a manter o valor da tensão pretendido e desse modo evitar o aparecimento de sobretensões. Simultaneamente a este processo, a corrente irá ser reduzida até a um valor mínimo pré-definido. A curva CC-CV encontra-se ilustrada na Figura 28.

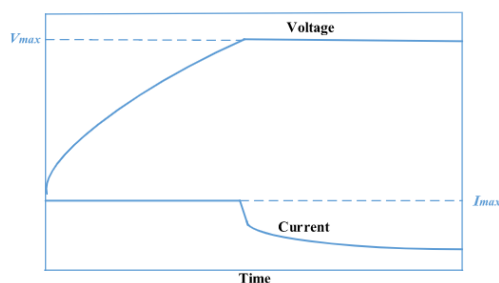


Figura 28 - Perfil de Carga CC-CV (Gao et al. 2019)

Em comparação com os restantes métodos, este é o método que apresenta uma maior eficiência no carregamento da bateria com baixa influência do tipo de bateria utilizado, portanto, é usualmente definido como o mais popular em aplicações desta natureza. No entanto, caracteriza-se por uma baixa velocidade de carregamento, uma vez que a etapa de carregamento através da tensão constante provoca um aumento do tempo de carga o que resulta num aumento da temperatura da mesma e uma redução do número de ciclos de carregamento.

Os processos de carga em sistemas de armazenamento de energia são complexos, por isso torna-se necessário o desenvolvimento de um sistema robusto para controlo e supervisão em detrimento dos controlos mais vulgares acima descritos. Uma das grandes vantagens destes algoritmos de controlo denominados de algoritmos de controlo inteligente, é a competência que este dispõe na otimização de ambos os modos utilizados na conversão de energia bidirecional (*Buck* e *Boost*).

2.4.4 Algoritmos de Controlo

Para além do clássico controlo PID, existem outras técnicas de controlo que utilizam a computação da inteligência artificial para sistemas de eletrónica de potência, sendo que dentro dos algoritmos mais utilizados, destacam-se os sistemas que utilizam a lógica difusa, métodos meta heurísticos e a aprendizagem de máquinas (*machine learning*). Estes algoritmos tornam-se então fundamentais no controlo de sistemas em tempo real como é o caso dos conversores

bidirecionais DC-DC que se caracterizam por apresentarem inúmeros parâmetros de controlo, tensão de entrada, *duty cycle*, tensão de referência e tensão de saída.

Considerando os parâmetros acima mencionados, os algoritmos de controlo conseguem ter uma supervisão contínua do estado de operação dos conversores. Para tensões de entrada e saída baixas, estas técnicas de controlo aumentam o *duty cycle* para que se obtenha um aumento da tensão tendo como referência a tensão a atingir. Por outro lado, em casos em que a tensão de entrada e saída são elevadas, torna-se necessário a diminuição do *duty cycle* de forma a baixar a tensão de operação. No entanto, em conversores desta natureza nem todos os parâmetros conseguem ser otimizados simultaneamente o que mostra a necessidade na preferência de alguns parâmetros em função dos outros existentes com menor importância.

2.4.4.1 Controlo PID

O controlo proporcional integral derivativo (PID) é a técnica de controlo mais utilizada atualmente na indústria e tem sido aceite universalmente em inúmeras aplicações que incluem a produção de energia através de fontes renováveis e controlo de motores. Devido às vantagens que este controlo apresenta quando implementado em sistemas de produção de energia através de fontes renováveis, a sua aplicação no controlo de conversores DC-DC bidirecionais é claramente favorável e eficiente na realização da gestão da transação de energia neste tipo de conversores. Em complemento ao cima mencionado, encontra-se apresentado na Figura 29 um controlo em malha fechada em que se utiliza um controlador. A escolha de controladores desta natureza é justificada devido à facilidade de implementação, baixa complexidade e um controlo que é reage constantemente em função da saída pretendida.

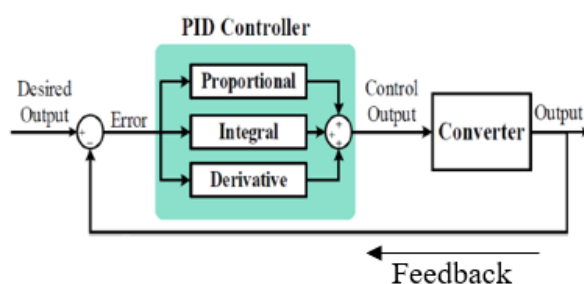


Figura 29 - Controlador PID em malha fechada (Viswanatha et al. 2022)

Na figura acima é possível aferir as três componentes que compõe o controlo em malha fechada através do controlador PID. Estas componentes são o ganho proporcional, integrativo e derivativo, funcionando estas em função do erro obtido da diferença entre o valor de tensão à saída do conversor e o valor de tensão pretendido. O valor do erro permitirá ao controlador ajustar constantemente a saída para que seja atingido o valor de tensão pré-definido com a maior celeridade.

O controlo da variável de saída com a utilização exclusivamente da componente proporcional é efetuado através da multiplicação do erro por uma constante K_p . Devido a esta dependência pelo erro, o sinal de saída obtido através da componente proporcional quando os coeficientes integral e derivativo não intervêm nunca é o desejado, o que conseqüentemente origina um sinal de saída sempre abaixo do sinal pretendido. Isto é explicado devido às repercussões que um valor de erro nulo tem no valor de saída, já que esta terá um comportamento instável ao longo de todo o sistema mesmo na presença de ganhos elevados. Em suma, o ganho

proporcional permite que se obtenha rapidamente um valor perto da referência, mas nunca o valor pretendido.

Quanto à componente integral, esta pode ser definida como um acumulador de erros, uma vez que a saída depende do valor do erro, ou seja, quando este cresce o valor de saída sobe de forma constante e quando o erro é nulo a saída mantear-se-á inalterada contrariamente ao que acontece com a componente proporcional como anteriormente descrito. Através da Figura 30 afere-se a relação entre o erro e a saída desta componente integral que permite eliminar o erro em regime permanente, já que a saída não se altera quando o erro é nulo.

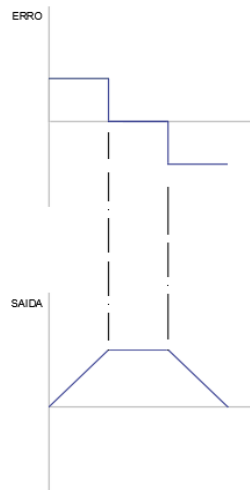


Figura 30 - Relação entre o valor de erro e o sinal de saída da componente integrativa

A figura acima, em complemento ao anteriormente apresentado, permite afirmar que a componente integral é a responsável por se atingir o erro zero.

Relativamente à componente derivativa, esta reage a variações bruscas do erro, porém sendo o erro pequenas variações de sinal, esta componente reagirá a estas variações provocando a instabilidade da saída, portanto esta componente não é utilizada em sistemas de eletrónica de potência como é o caso dos conversores bidirecionais, devido à utilização de comutadores que derivado da sua comutação produzem ruído e a parte derivativa é muito sensível a este ruído.

2.4.4.2 Controlo Linguístico Fuzzy

A lógica Fuzzy é definida como uma extensão da lógica booleana tradicional, que através de variáveis linguísticas permite expressar valores lógicos intermédios entre o falso e o verdadeiro, permitindo com uma maior eficácia o tratamento de informações de carácter impreciso ou vago. Esta abordagem é baseada em dois conceitos fundamentais:

- A variável linguística, esta é definida por palavras ou expressões em linguagem natural, como por exemplo a “temperatura” que pode ser vista como uma variável linguística se os seus valores forem “alta”, “baixa”, etc.;
- As regras de inferência e as operações Fuzzy, que permitem chegar a uma conclusão através de premissas caracterizadas por algum grau de incerteza.

A abordagem acima contextualizada apresenta uma grande eficácia na existência de ruído como é o caso em circuitos conversores comutados, inexactidão dos parâmetros do processo e imprecisão de leituras das variáveis do processo.

De acordo com os pressupostos de Zadeh, autor da teoria de conjuntos Fuzzy, há inúmeros conjuntos nos quais não é possível estabelecer um critério preciso dos elementos que os constituem, portanto, de forma a resolver esta situação foram estabelecidos graus de pertença, ou seja, uma escala gradual que define o grau de um elemento pertencer a um determinado conjunto, em detrimento da abordagem onde um dado elemento pertence ou não a um determinado conjunto como acontece na lógica booleana. Este grau de pertença é um valor entre 0 e 1 e quanto mais próximo de 1 for o valor, o grau de pertença, maior é a probabilidade de determinado elemento pertencer a determinado conjunto (Tanscheit 2004).

Em termos de utilização deste modelo em conversores bidirecionais *Buck-Boost*, numa primeira fase ocorre a conversão das variáveis de entrada em variáveis linguísticas provenientes do valor do erro e das alterações deste mesmo sinal e, seguidamente são aplicados operadores difusos para determinar a ação a tomar e por fim ocorre a desfuzzificação que consiste no sinal de saída do controlador que irá afetar a comutação dos equipamentos utilizados através do sinal de PWM.

Na aplicação acima descrita pode-se entender o princípio de funcionamento desta lógica, já que o valor do erro e as alterações do mesmo não são valores binários, pois são uma ampla gama de valores de um determinado intervalo e, portanto, não era viável a aplicação de métodos nos quais não existem fatores de aceitação. O circuito que traduz o controlo do conversor através do erro e das suas alterações encontra-se apresentado na Figura 31.

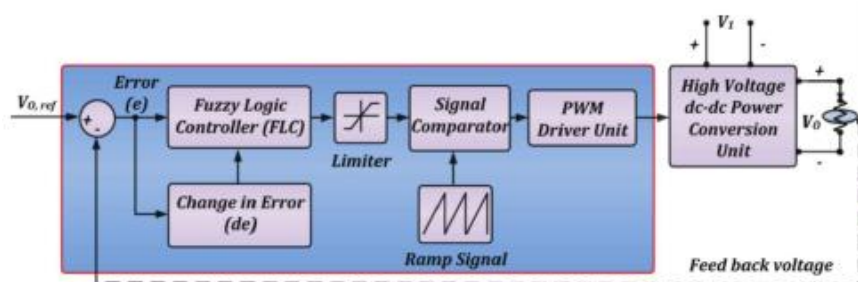


Figura 31 - Estrutura da lógica Fuzzy no controlo de conversores DC-DC (Viswanatha et al. 2022)

2.4.4.3 Controlo preditivo

O modelo de controlo preditivo consiste num modelo matemático de tempo discreto, que permite prever o comportamento das variáveis que constituem o sistema e que interferem na saída e no sinal de controlo. A previsão deste comportamento tem como objetivo a otimização de uma determinada função custo pré-definida.

Tendo em consideração esta previsão, este modelo determina uma saída ótima u através de um problema de otimização, sendo a função de custo formulada de forma que a saída do sistema y tenda para sua referência r num horizonte N_2 . O valor de N_2 deve ser suficientemente grande para que ocorra uma variação na variável de controlo y através da variável inicial u . Para uma melhor interpretação deste controlo encontra-se apresentada na Figura 32, onde estão representadas as variáveis anteriormente mencionadas e o sinal de controlo em função do tempo da previsão efetuada (Schwenzer et al. 2021)).

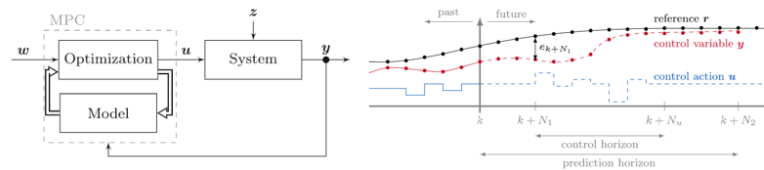


Figura 32 - Princípio de funcionamento do controle MPC (Schwenzer et al. 2021)

Com uma análise à figura anteriormente ilustrada é comprovado que este método resolve um problema de otimização que originará ações futuras capazes de obter uma operação ideal do sistema a ser controlado (Dehghanzadeh et al. 2018). A otimização deste problema é repetida em cada instância de tempo, no entanto, apenas o primeiro valor é otimizado. Isto é explicado pela essência apresentada por uma otimização a curto prazo, já que o erro de uma previsão próxima é sempre muito menor que o um erro de uma previsão distante.

No caso da utilização de um conversor bidirecional utilizado no processo de carga e descarga de uma bateria, este modelo divide o sistema em três estados, carga, descarga e desligado, sendo esta divisão efetuada em função dos valores de tensão disponíveis e desejados. Devido a este sistema permitir que variáveis atinjam sempre a sua referência num determinado horizonte temporal torna-se muito importante a aplicação deste método para uma rápida determinação do valor de tensão pretendido no processo de carga de uma bateria.

2.5 Estratégia de Gestão de Energia

O consumo de eletricidade não para de aumentar de forma a garantir o desenvolvimento tecnológico e social necessário em todo o mundo. Além disso, os mais variados estudos no âmbito da produção e consumo de energia elétrica comprovam que tendo em vista o desenvolvimento industrial e o conforto necessário e exigido pela população mundial, o crescimento associado à produção de energia elétrica é fundamental. Este fator, juntamente com todas as desvantagens que os combustíveis fósseis apresentam, tornam clara a substituição destas fontes de energia por energia elétrica produzida com recurso a fontes renováveis.

Apesar das fontes renováveis apresentem diversas características que as permitem ser o presente e o futuro do setor energético, estas também acarretam uma grande desvantagem no que concerne à sua dependência do clima e das condições climáticas. De forma a contornar esta grande desvantagem torna-se essencial o uso de sistemas híbridos que combinam fontes de energia renováveis com outras fontes de energia não renováveis, tendo estas o objetivo de garantir o abastecimento contínuo quaisquer que sejam as condições climáticas e meteorológicas (Salima, Tahar & Ali 2022).

A instalação de sistemas capazes de produzir energia através de combustíveis fósseis é essencial para garantir a continuidade de serviço, no entanto, o número destes e a sua influência na produção de energia tem vindo a diminuir, já que a capacidade de armazenamento de energia dos sistemas desenvolvidos para este efeito tem aumentado, o que permite realizar uma gestão da energia proveniente de fontes renováveis mais eficiente e uma rede praticamente independente dos combustíveis fósseis não só para produção de energia, mas também como incentivo para a aquisição de veículos elétricos. Para controlar o fluxo de energia que percorre uma determinada rede elétrica que contemple sistemas de armazenamento torna-se essencial realizar uma otimização na gestão deste mesmo fluxo através de sistemas robustos e já existentes.

O propósito dos sistemas de gestão de energia em sistemas de armazenamento, como é o caso das baterias, consiste em gerir a energia armazenada em função de diferentes parâmetros intrínsecos e de influência exterior. Dois dos parâmetros intrínsecos mais importantes que influenciam a gestão do fluxo de energia das baterias são o estado de carga e a saúde destas, uma vez que estes parâmetros permitirão definir qual a capacidade em termos percentuais em que a bateria se encontra e a capacidade desta de armazenar energia e a fornecer a uma certa potência (Sundaram & Nanjan 2022).

Com as características de um sistema de gestão de energia e os dados que resultam através da utilização desta gestão é possível definir que o pretendido com esta gestão é produzir energia elétrica ao mínimo custo possível tendo em consideração todas as características dos elementos que fazem parte do sistema elétrico existente numa determinada localização. Significa isto, que a monitorização do fluxo de energia permitirá um desenvolvimento cada vez maior de sistemas próprios de produção em locais isolados e remotos onde não se considera eficaz a interligação com a rede devido às perdas, entre outros fatores, que diminuem a qualidade de uma rede que abrange uma grande quantidade de locais de consumo.

A monitorização do fluxo de energia numa determinada rede elétrica que atua com uma entidade única pode ser definida como uma *microgrid*, já que este conceito permite combinar diferentes fontes de energia da maneira mais eficiente, de forma controlada, tendo como objetivo a segurança energética, custo reduzido e integração de energias limpas.

2.5.1 Microgrid

Durante décadas, a produção de energia foi realizada longe dos grandes centros de consumo, o que obrigou a um elevado custo no desenvolvimento das linhas de transmissão com um grande comprimento que acarretam diversas desvantagens, como por exemplo, problemas relacionados com a instabilidade e gestão do perfil de tensão. Estes fatores combinados com as alterações climáticas e a necessidade de integrar grandes quantidades de sistemas que produzam energia elétrica com origem renovável têm sido os fatores mais significativos para a estimulação das *microgrids*.

No seguimento do acima descrito, as cargas flexíveis co-localizadas e tecnologias de armazenamento em *microgrids* permitem a utilização de energias renováveis intermitentes com o equilíbrio local da oferta e da procura, tornando a implantação de energia renovável distribuída mais generalizada em locais com diferentes características. Em vez de ser necessário o rastreamento e a coordenação de milhares ou milhões de recursos de energia distribuídos, cada *microgrid* aparece para a concessionária de distribuição como uma pequena fonte ou consumidor de eletricidade com a capacidade de modificar o perfil de carga líquida de forma a beneficiar a rede principal ou até mesmo como uma rede isolada sem qualquer interligação com a rede principal existente (Hirsch, Parag & Guerrero 2018). Neste sentido, podem ser definidos três requisitos essenciais para que uma rede seja definida como uma *microgrid*:

- Possibilidade de identificar a parte do sistema de distribuição que compreende a *microgrid* e que se encontra isolado da restante rede existente;
- Os recursos conectados a uma *microgrid* são controlados em conjunto;
- A quantidade dos recursos energéticos utilizados e o tipo de tecnologias utilizadas são totalmente definidas pela entidade ou pessoa responsável por este tipo de redes.

De acordo com os seus requisitos, a entidade responsável pela gestão de uma *microgrid* é capaz de coordenar um sistema híbrido composto por sistemas de armazenamento de energia de

forma independente e sem qualquer intervenção da restante rede elétrica existente, tendo em consideração os problemas relacionados com o *Unit Commitment* e o despacho económico. O conceito de *Unit Commitment* consiste num problema de otimização tradicional que tem como intuito a minimização de uma determinada função custo, que consiste no escalonamento dos grupos de produção em funcionamento.

A nível matemático, a função custo a ser otimizada e que representa o problema do *Unit Commitment* num sistema híbrido pode ser representado por uma equação matemática como a apresentada pela equação 44, sendo que nesta equação apenas é considerado o custo resultante da produção de energia através de geradores convencionais baseados em combustíveis fósseis.

$$\min(C_{Prod} + C_{SU} + C_{SD} + C_{EM} + C_{Man}) \quad (44)$$

Os termos que compõe a equação acima são os seguintes:

- C_{Prod} (Custo de Produção): Este termo representa o custo associado ao consumo de combustíveis fósseis nas unidades térmicas implementadas;
- C_{SU} (Custo de arranque): Custo relacionado com o consumo de combustível no processo de entrada de funcionamento das centrais térmicas;
- C_{SD} (Custo de saída de operação): Custo aplicado em centrais térmicas que saem de operação;
- C_{EM} (Custo de emissão): Custo relacionado com a emissão de gases com efeito de estufa provocados pela utilização de centrais térmicas;
- C_{Man} (Custo de Manutenção): Custos que aumentam quando as centrais térmicas se encontram em funcionamento durante um longo período.

Em relação aos custos de operação dos sistemas de produção de energia elétrica com origem em fontes renováveis, estes são inferiores a 100\$/MWh como reportado em (Tiwari et al. 2021) e devido a isto não é considerado na função objetivo que caracteriza os sistemas híbridos implementados em *microgrids*. No entanto, a utilização de sistemas de produção desta natureza resulta na instalação de sistemas de armazenamento de energia e consequentemente a sua utilização origina custos quando estes são carregados através de fontes de energia convencionais assumindo que, é insignificante o custo quando carregados com energia proveniente de fontes renováveis. O custo associado aos sistemas de armazenamento aquando desta situação encontra-se representado pela equação 45.

$$OC^{ESS} = \sum_{i=1}^{N_{ESS}} \sum_{h=1}^H P_i^h * S_p^h \quad (45)$$

Onde P_i^h representa a energia armazenada em cada sistema de armazenamento proveniente da unidade de produção i num determinado período h e S_p^h consiste no preço previsto da energia (\$/MWh) no período h . Uma vez que o estado de carga de um sistema de armazenamento depende do estado de carga apresentado no período anterior, a realização da otimização da função custo será afetada por diversas restrições não só desta natureza, mas também relacionadas com as centrais de produção que contemplam uma determinada rede.

No seguimento do acima descrito, as restrições que influenciam a gestão de energia num sistema composto por diversas fontes de energia e inclusivamente sistemas de armazenamento de energia são as seguintes:

- Equilíbrio entre a produção e as necessidades: Este equilíbrio tem de garantir que a quantidade de energia produzida é igual à soma das necessidades da carga e as perdas existentes nas linhas de transmissão;
- Capacidade de produção: A energia produzida tem de se encontrar entre os limites de produção de cada sistema produtor;
- Cargas: As cargas são categorizadas em cargas críticas, não críticas, cargas transferíveis, cargas descartáveis e não descartáveis;
- Processo de carga e descarga do sistema de armazenamento: A potência de carregamento e descarregamento do sistema de armazenamento tem de ser inferior à capacidade nominal deste mesmo sistema. Consequentemente, a energia que o sistema é capaz de fornecer à carga é limitado pelos seus limites máximos e mínimos de energia disponível.

Em função da restrição relativa ao processo de carga e descarga de um sistema de armazenamento, sendo este representado por uma bateria, o comportamento dinâmico deste sistema ao longo da sua utilização em sistemas de produção desta natureza encontra-se representado a nível matemático pela equação 46. E as restrições a que este comportamento se encontra sujeito são representadas pelas equações 47 e 48.

$$SOC_i(t + 1) = SOC_i(t) - \frac{\eta_i * ES_i(t)}{C_i} \quad (46)$$

Sujeito a:

$$SOC_i^{min} \leq SOC_i(t) \leq SOC_i^{max} \quad (47)$$

$$ES_i^{min} \leq ES_i(t) \leq ES_i^{max} \quad (48)$$

Na equação 45, SOC_i , η_i e C_i representam o estado de carga, eficiência de carga e descarga e a capacidade da bateria i , respetivamente. Em relação à equação 48, ES_i consiste na energia transacionada numa dada bateria i , sendo ES_i^{min} e ES_i^{max} os limites mínimo e máximo de energia que pode ser transacionada numa bateria i . Em função destes conceitos torna-se possível a formulação de uma equação que permite estimar o tempo de vida útil da bateria a utilizar e desta forma justificar a escolha de uma determinada bateria. A formulação matemática que permite determinar o tempo de vida útil de uma bateria encontra-se abaixo apresentada.

$$R_{batt} = \begin{cases} R_{batt} = \frac{N_{batt} * Q_{lifetime}}{Q_{thrpt}} \\ R_{batt,f} \\ \min \left[\frac{N_{batt} * Q_{lifetime}}{Q_{thrpt}}, R_{batt,f} \right] \end{cases} \quad (49)$$

Através das equações acima é possível aferir os dois principais fatores que limitam o tempo de vida útil de uma bateria (R_{batt}), o rendimento durante a vida útil deste equipamento ($Q_{lifetime}$) e o tempo de vida até ser necessário a sua substituição ($R_{batt,f}$), ou seja, pode ser necessária a substituição das baterias devido aos ciclos de utilização da mesma, ao período máximo de utilização ou ambos, sendo que o tempo de vida é definido pelo operador da bateria em função de cada uma das expressões que compõe a equação 49. Adicionalmente, Q_{thrpt} representa a transferência de energia que ocorre numa bateria ao longo da sua utilização.

Após a resolução do problema do *Unit Commitment*, entra em ação o problema do despacho económico, pois é através deste que é calculado o perfil ótimo de produção de energia elétrica através das centrais que se encontram ao dispor das estruturas das *microgrids*, ou seja, quais os sistemas de produção que poderão fornecer energia à rede num determinado período com o menor custo possível e desta forma poderá ser definido como um subproblema a tratar para cada subconjunto de grupos considerado.

Para a resolução do problema relacionado com o despacho económico em sistemas híbridos compostos por diferentes sistemas de produção com diferentes origens de energia, é inicialmente definida a função que representa o custo de operação dos geradores convencionais como apresentado na equação 50.

$$C_i(P_{Gi}) = \frac{1}{2} \alpha P_{Gi}^2 + \beta_i P_{Gi} + \gamma_i \quad (50)$$

Sujeito a:

$$P_{Gi}^{min} \leq P_{Gi} \leq P_{Gi}^{max} \quad (51)$$

Em que α_i , β_i e γ_i são os coeficientes relacionados com o custo dos geradores convencionais, P_{Gi} é a potência ativa gerada pelo gerador convencional e P_{Gi}^{min} e P_{Gi}^{max} são os limites mínimos e máximos de capacidade de produção destes mesmos geradores. Como exposto em (Huang et al. 2019), o custo dos geradores baseados em energias renováveis é assumido como zero e, portanto, o objetivo do problema do despacho económico é minimizar o custo total atendendo às necessidades energéticas, os limites operacionais dos geradores convencionais e a capacidade máxima de armazenamento por parte dos sistemas de armazenamento. O custo total é modelado matematicamente da seguinte forma:

$$\min \left(\sum_{i=1}^{N_G} C_i(P_{Gi}) \right) \quad (52)$$

Sujeito a:

$$\sum_{i=1}^{N_G} P_{Gi} + \sum_{l=1}^{N_R} P_{Rl} + \sum_{m=1}^{N_{ESS}} P_{ESSm} = P_D \quad (53)$$

$$P_{Gi}^{min} \leq P_{Gi} \leq P_{Gi}^{max} \quad (54)$$

$$P_{ESSm}^{min} \leq P_{ESSm}(t) \leq P_{ESSm}^{max} \quad (55)$$

Em que o N_G corresponde ao número de geradores convencionais, N_R é o número de geradores renováveis, N_{ESS} consiste no número de sistemas de armazenamento, P_{Rl} é a potência ativa gerada pelos geradores de energia renovável l e por fim P_{ESSm} que corresponde à energia

fornecida pelo sistema de armazenamento m . Adicionalmente, é possível estabelecer que P_D é a potência ativa fornecida às cargas integrantes da rede.

Assim como o problema *Unit Commitment*, o subproblema denominado despacho económico é representado pela otimização de uma determinada função custo que é afetada por um conjunto de restrições que se encontram apresentadas pelas equações 53, 54 e 55, sendo que estas duas últimas equações espelham os limites de operacionalidade dos constituintes de uma determinada rede elétrica, em que se inserem inclusivamente os limites mínimo e máximo (P_{ESSm}^{min} e P_{ESSm}^{max}) relativos à energia passível de ser transacionada a partir de um determinado sistema de armazenamento m .

Através da resolução dos dois problemas existentes em redes desta natureza é possível definir que uma gestão de energia eficiente em sistemas de armazenamento intrínsecos a uma determinada rede favorece a implementação de algoritmos inteligentes que resultam num problema de despacho económico dinâmico e fácil de otimizar. Além disto, a utilização de sistemas de armazenamento como fonte de alimentação alternativa resulta na implementação de um maior número de fontes de energia de origem renovável em detrimento da utilização de sistemas que têm como base de produção a utilização de combustíveis fósseis, o que permite otimizar com maior facilidade a função custo que retrata este subproblema, já que a produção de energia elétrica com origem em fontes não renováveis acarreta custos muito avultados como retratado ao longo das equações presentes neste capítulo.

3 Dimensionamento e simulação do sistema proposto

Como mencionado em capítulos anteriores, os conversores DC-DC bidirecionais são implementados em diversos projetos que envolvam eletrônica de potência, pois sem estes era impossível a existência de um fluxo de energia bidirecional, ou seja, a partilha de energia entre duas fontes de energia distintas. Deste modo, a importância que os conversores bidirecionais têm e terão no quotidiano irá ser cada vez maior. A implementação de fontes de energia renovável em conjunto com um sistema de armazenamento de energia é uma situação cada vez mais recorrente, o que obriga à instalação de equipamentos capazes de gerir o fluxo de energia de forma bidirecional.

De acordo com o princípio básico dos conversores bidirecionais, foi então definido que este conversor seria responsável pela partilha de energia entre uma fonte de energia primária e uma bateria de chumbo utilizada como sistema de armazenamento, definida como fonte de energia secundária. Esta bateria tem como principal objetivo a alimentação da carga associada ao circuito sempre que a fonte primária não seja capaz de suprimir as necessidades recorrentes da carga adjacente.

Devido à instalação de uma bateria como fonte de energia alternativa tornou-se essencial a gestão eficiente da energia que a percorre, para que todo o sistema funcionasse em pleno e com o maior rendimento possível em função da fonte primária e da carga implementada. Para isto, foi definido, inicialmente, quais as tensões de trabalho que seriam impostas no conversor a dimensionar e, conseqüentemente, qual o modelo da bateria a implementar para que a partir das suas características intrínsecas fosse possível o dimensionamento dos restantes componentes do conversor bidirecional. Além disto, estas mesmas características serão essenciais para determinação das variáveis que compõe os algoritmos de carga e descarga da bateria.

3.1 Modelação da Bateria

Os processos de carga e descarga de uma bateria estão diretamente relacionados com o estado de carga e saúde da mesma e inclusivamente do parâmetro denominado Taxa C. Esta taxa é utilizada para determinar a velocidade com que uma bateria é descarregada em função da corrente de trabalho, ou seja, quanto maior for o valor associado a esta, mais rápido a bateria é descarregada, o que não favorece a vida útil deste equipamento e, em alguns casos, não permite atingir as pretensões do utilizador, já que, quanto maior for a corrente menor irá ser a capacidade da bateria utilizada. Este facto deve-se às perdas de calor geradas pelo aumento da resistência interna da bateria que, conseqüentemente, aumentará a profundidade de descarga da mesma devido à elevada queda de tensão aos terminais desta mesma resistência. De modo a contemplar o acima mencionado encontra-se abaixo apresentada uma imagem, onde se afere o valor crescente da resistência interna da bateria tendo em consideração a tensão presente aos terminais da bateria em circuito aberto (OCV).

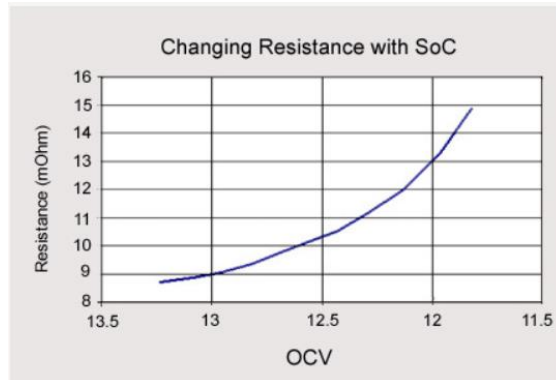


Figura 33 - Resistência interna de uma bateria de chumbo (Isidor Buchmann 2017)

A tensão em circuito aberto aquando da finalização do processo de descarga encontra-se inclusivamente relacionada com a profundidade de descarga a que a bateria foi sujeita. Significa isto, que quanto menor for a tensão aos terminais da bateria no fim do processo de descarga, maior será o valor da resistência interna da bateria. Isto afetará o princípio de carga da bateria, uma vez que esta foi sujeita a uma sobre descarga. Para que este efeito não ocorra, os diferentes modelos de baterias existentes apresentam uma tensão de corte (tensão *de cut-off*), ou seja, um valor no qual o processo de descarga termina quando o valor de tensão pré-definido é atingido.

Em função do princípio de funcionamento da bateria, que se encontra diretamente relacionado com os parâmetros acima descritos, foi realizada a sua modelação e posterior simulação através do software PLECS com recurso ao *datasheet* do equipamento. A bateria usada neste trabalho é da marca KAISE, modelo KB612. Esta bateria é composta por três células e caracteriza-se por apresentar uma tensão nominal de 6 V que também pode ser definida como tensão média, já que na realidade quando esta se encontra totalmente carregada a tensão aos seus terminais é cerca de 6,7 V.

A bateria utilizada foi então modelada de acordo com o método proposto em (Olivier Tremblay 2007), tendo como base o modelo de Shepherd (Shepherd 1965). Neste método são adicionados novos termos de forma a representar de forma melhorada a tensão em circuito aberto, ou seja, este modelo caracteriza de forma dinâmica a tensão na bateria em função da tensão em circuito aberto, da variação da corrente e do estado de carga (SOC). A tensão na bateria é então caracterizada pela seguinte equação (ver 2.1.4).

$$V_{batt} = V_0 - K \frac{Q(it - i^*)}{Q - it} - R \cdot i + A \cdot \exp(-B \cdot it) \quad (56)$$

Uma característica importante do método acima proposto é a não necessidade de recorrer a ensaios experimentais por forma a obter os parâmetros presentes na equação acima. De facto, apenas são necessários três pontos presentes na curva de descarga do fabricante, em estado estacionário. A Figura 34 ilustra uma curva característica de descarga fornecida pelo fabricante, da qual é possível extrair a tensão da bateria quando totalmente carregada (V_{FULL}), no fim da zona exponencial (V_{EXP}) e no fim da zona nominal (V_{NOM}).

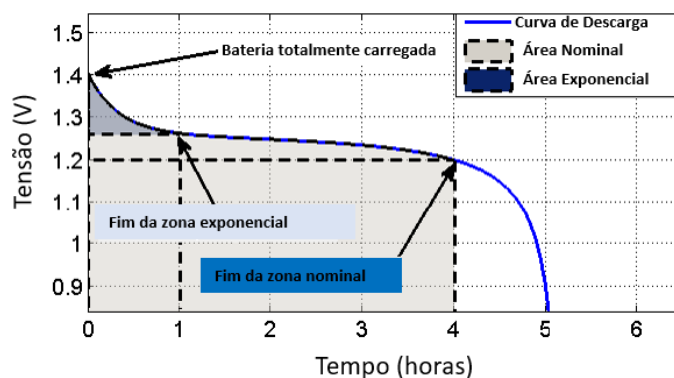


Figura 34 - Curva de descarga típica (Olivier Tremblay 2007)

Em função dos três pontos anteriormente apresentados e da respetiva curva de descarga foi replicado o mesmo método na bateria escolhida, considerando que a corrente que flui desde a bateria até carga adjacente é de 1,2 A. Na Figura 35 encontram-se representadas as diversas curvas de descarga da bateria utilizada em função das diferentes correntes de descarga e, adicionalmente, os respetivos pontos definidos na curva de descarga representativa de uma corrente de 1,2 A.

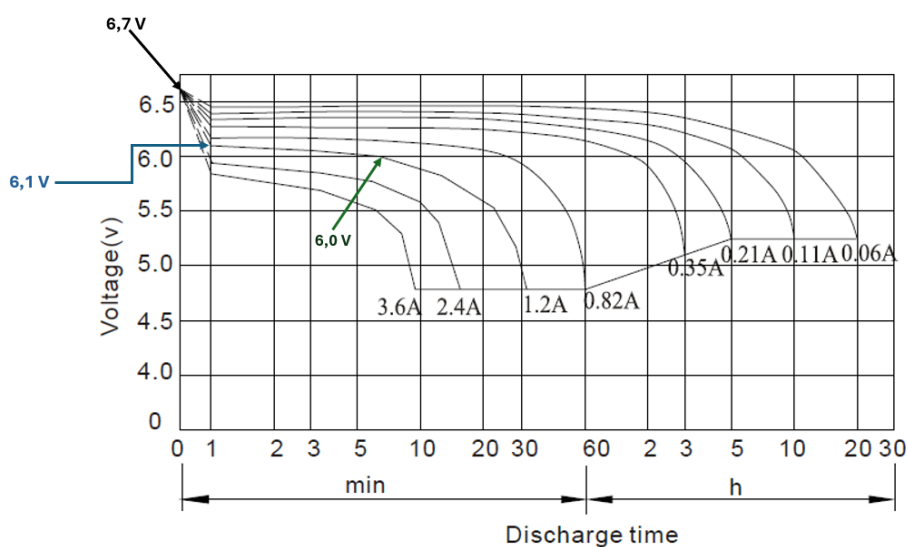


Figura 35 - Os três pontos principais para modelação da bateria

Os pontos acima ilustrados foram identificados com base no procedimento proposto em (Olivier Tremblay 2007) e permitiram a obtenção dos valores de tensão intrínsecos ao comportamento da bateria como já referido anteriormente. Os restantes parâmetros da bateria, que são possíveis de obter através da figura acima ilustrada encontram-se seguidamente identificados e a forma como estes foram obtidos serão posteriormente explicitados.

- Tensão nominal da célula: 2 V;
- Tensão da célula totalmente carregada: 2,23 V;
- Tensão da célula no final da zona exponencial: 2,03 V;
- Capacidade da célula: 0,82 Ah;

- Capacidade máxima da célula: 1,2 Ah;
- Capacidade nominal da célula (C_{NOM}): 0,14 Ah;
- Capacidade no final da zona exponencial (C_{EXP}): 0,02 Ah;
- Resistência Interna: 50 mΩ.

Relativamente aos valores obtidos para a capacidade nominal da célula e para a capacidade no final da zona exponencial, estes foram determinados através das expressões abaixo apresentadas.

$$C_{Exp} = I_{descarga} * \frac{1}{60} \quad (57)$$

$$C_{Nom} = I_{descarga} * \frac{7}{60} \quad (58)$$

Por fim, foi definida o valor da tensão de corte resultante da corrente de descarga imposta. Este valor representa a tensão restante em cada célula constituinte da bateria em estudo, quando terminado o processo de descarga. Os diversos valores da tensão de corte em função da corrente de descarga encontram-se presentes na tabela abaixo.

Tabela 1 -Tensão de *cut-off* em função da corrente de descarga

| Tensão (V) de Corte/ Célula | 5min | 10min | 15min | 30min | 1h | 3h | 5h | 10h | 20h |
|-----------------------------|------|-------|-------|-------|------|------|------|------|------|
| 1,60 | 5,0 | 3,50 | 2,50 | 1,45 | 0,82 | 0,36 | 0,22 | 0,11 | 0,06 |
| 1,65 | 4,71 | 3,34 | 2,40 | 1,39 | 0,79 | 0,36 | 0,22 | 0,11 | 0,06 |
| 1,70 | 4,36 | 3,12 | 2,27 | 1,31 | 0,75 | 0,35 | 0,21 | 0,11 | 0,06 |
| 1,75 | 4,00 | 2,88 | 2,11 | 1,21 | 0,69 | 0,33 | 0,21 | 0,11 | 0,06 |
| 1,80 | 3,55 | 2,61 | 1,95 | 1,08 | 0,63 | 0,31 | 0,21 | 0,11 | 0,06 |

Como é possível aferir na figura acima, quando seleccionada uma corrente de descarga de 1,2 A, a tensão de cada célula no término da descarga é de 1,75 V, o que perfaz na sua totalidade uma tensão de corte de 5,25 V (3 células). Através dos valores retirados tanto através do método anteriormente descrito e em função da Tabela 1 é possível identificar os parâmetros do modelo da bateria utilizada da seguinte forma:

- A: Amplitude da zona exponencial

$$A = V_{FULL} - V_{EXP} = 0,6 V$$

- B: Zona exponencial de tempo inverso

$$B = \frac{3}{C_{EXP}} = 150 (Ah)^{-1}$$

- K: Constante de Polarização

$$K = (V_{FULL} - V_{NOM} + A(\exp^{-BC_{NOM}} - 1)) \frac{C - C_{NOM}}{C_{NOM}} = 0,757$$

Por fim, V_0 . É calculado através da tensão da bateria quando totalmente carregada:

- $V_0 = V_{FULL} + Ri - A = 6,7 + 0,05 * 1,2 - 0,6 = 6,16 \text{ V}$

3.2 Dimensionamento do Conversor

Em primeiro lugar e para que fosse conseguido um correto dimensionamento do conversor bidirecional foi definida a frequência de comutação do circuito. Esta não se baseia em nenhum princípio matemático, mas sim através de diferentes diretrizes, onde as perdas nos semicondutores é um fator fundamental. Neste sentido, a frequência de comutação selecionada foi de 25 kHz, pois inclusivamente é garantido que se evita a gama audível (entre os 20 Hz e os 20 kHz). A nível de perdas, quanto maior for a frequência maior serão as perdas de comutação, ou seja, pode ocorrer um sobreaquecimento nos componentes utilizados, no entanto, altas frequências permitem a escolha de bobinas e condensadores com valores e dimensões menores, o que resulta num menor investimento na produção deste tipo de conversores.

Em função da frequência de comutação definida anteriormente, numa fase inicial, foram dimensionados os componentes que constituem o conversor bidirecional quando este se encontra em modo *Buck*, modo responsável pelo processo de carga da bateria. Este modo caracteriza-se, tal como já mencionado, por resultar numa tensão de saída sempre inferior à de entrada em função do *duty cycle*. Neste sentido, o primeiro passo foi determinar o *duty cycle* em função das tensões de trabalho, considerando uma eficiência de 90%, aplicando a equação 59. Em ambos os modos de funcionamento, os componentes do conversor a dimensionar foram realizados de acordo com o apresentado em (Jadhav et al. 2018).

$$D = \frac{V_{OUT}}{V_{IN} * \eta} = \frac{6}{12 * 0,9} = 0,56 \quad (59)$$

De seguida, foi calculada a corrente de *ripple* na bobina, sendo esta definida, como opção de projeto, 10 % da corrente de descarga da bateria. Neste sentido, a equação utilizada foi a abaixo apresentada.

$$\Delta I_L = 0,1 * I_{OUT} = 0,1 * 1,2 = 0,120 \text{ A} \quad (60)$$

Na equação acima a corrente de saída (I_{OUT}) caracteriza a corrente de descarga da bateria necessária para alimentar a carga inerente ao circuito. Tendo em consideração o valor da corrente de *ripple* obtido, o *duty cycle* e a frequência de comutação calculou-se o valor da indutância da bobine do conversor bidirecional. O valor da indutância associada à bobina foi obtido através da fórmula abaixo apresentada.

$$L = \frac{D * T_S * (V_{IN} - V_{OUT})}{\Delta I_L} = \frac{0,56 * 40 * 10^{-6} * (12 - 6)}{0,120} = 1,1 \text{ mH} \quad (61)$$

Na equação acima T_S é definido como o período de comutação, ou seja, o inverso da frequência de comutação.

Por último, foi obtido o valor associado ao condensador a instalar no lado da baixa tensão, por outras palavras, o condensador que se encontra em paralelo com a bateria e que se pretende que tenha um valor baixo para que o *ripple* associado à tensão de carga da bateria seja diminuto, cerca de 1% da tensão de saída. O valor do condensador foi obtido tendo em consideração a equação 62.

$$C_{OUT} = \frac{(1 - D) * V_{OUT} * T_S^2}{8L * \Delta V_{OUT}} = \frac{(1 - 0,56) * 6 * (40 * 10^{-6})^2}{8 * (1,1 * 10^{-3}) * 0,06} = 8 \mu F \quad (62)$$

Após o cálculo dos componentes associados ao modo *Buck*, são, seguidamente, apresentadas as fórmulas utilizadas para o dimensionamento dos valores associados aos componentes pertencentes no modo *Boost* do conversor. Este modo tem como intuito realizar a descarga da bateria, sendo que, nesta situação a bateria se irá comportar como a fonte de energia principal para alimentar a carga existente no circuito do conversor.

O dimensionamento dos componentes associados ao modo *Boost* teve como premissa que o valor associado à bobina ia manter-se inalterado qualquer que fosse o modo de trabalho do conversor. Neste sentido, foi, inicialmente, calculado o *duty cycle* associado ao modo *Boost*, considerando de igual forma uma eficiência de 90%.

$$D = \frac{V_{IN} * \eta}{V_{OUT}} = \frac{6 * 0,9}{12} = 0,55 \quad (63)$$

No segundo e último passo, é calculado o valor do condensador que se encontra do lado da alta tensão, considerando um *ripple* de 1% como já definido no modo de operação *Buck*.

$$C_{OUT} = \frac{I_{OUT} * D}{f * \Delta V_{OUT}} = \frac{1,2 * 0,55}{(25 * 10^3) * 0,12} = 22 \mu F \quad (64)$$

Após a realização de todos os cálculos acima apresentados, os valores associados a cada componente do conversor bidirecional e ao *duty cycle* responsável pelo período de comutação dos *mosfets* encontram-se apresentados na tabela abaixo.

Tabela 2 - Parâmetros do conversor bidirecional

| Variáveis | Resultados |
|--|------------|
| V _i (Fonte Primária) | 12 V |
| V _o (Bateria) | 6 V |
| Frequência | 25 kHz |
| <i>Duty cycle</i> (Modo <i>Buck</i>) | 0,56 |
| <i>Duty cycle</i> (Modo <i>Boost</i>) | 0,55 |
| Bobina | 1 mH |
| Condensador (Baixa Tensão) | 8 μ F |
| Condensador (Alta Tensão) | 22 μ F |

Como foi mencionado anteriormente, e como se pode constatar nas equações apresentadas, o valor da frequência de comutação tem um grande impacto no valor dos componentes que constituem qualquer conversor bidirecional. Este impacto é possível de constatar na Tabela 3, de seguida apresentada, o que comprova a influência que a frequência de comutação tem no dimensionamento deste tipo de equipamento. As frequências escolhidas foram de 250, 2500 e 25000 Hz, sendo que como esperado é possível aferir a correlação que existe entre estas, por outras palavras, com um aumento de 10 vezes o valor da frequência, o valor da bobina e do condensador diminui proporcionalmente 10 vezes. O custo destes componentes certamente não tem a mesma correlação, mas é possível afirmar que numa produção em massa de conversores associados à eletrónica de potência, o aumento da frequência de comutação permite baixar consideravelmente o custo de produção.

Tabela 3 - Comparação em função da frequência

| F (Hz) | V_{out} | V_{in} | η | D_{buck} | D_{boost} | $I_{Descarga}$ | I_L | L(H) | C_{buck} | C_{boost} |
|---------------|-----------------------------|----------------------------|--------------------------|------------------------------|-------------------------------|----------------------------------|-------------------------|--------------|------------------------------|-------------------------------|
| 250 | 6 | 12 | 0,9 | 0,56 | 0,55 | 1,2 | 0,12 | $1,11E^{-1}$ | $8,00E^{-4}$ | $2,20E^{-3}$ |
| 2500 | 6 | 12 | 0,9 | 0,56 | 0,55 | 1,2 | 0,12 | $1,11E^{-2}$ | $8,00E^{-5}$ | $2,20E^{-4}$ |
| 25000 | 6 | 12 | 0,9 | 0,56 | 0,55 | 1,2 | 0,12 | $1,11E^{-3}$ | $8,00E^{-6}$ | $2,20E^{-5}$ |

Por fim, com o intuito analisar de uma forma mais prática o dimensionamento anterior foi realizada uma simulação do processo de carga e descarga da bateria com recurso ao software PLECS. A frequência de comutação utilizada nesta mesma simulação foi de 250 Hz, de forma que o tempo de simulação não fosse muito extenso.

A análise acima mencionada refere-se a uma análise dos gráficos associados à tensão na bateria, corrente no circuito e à resposta do controlador PI em malha fechada com base num determinado erro, que se caracteriza por ser o diferencial entre a tensão de referência e a tensão aos terminais da bateria num dado instante.

3.3 Simulação do Processo de Carga

Inicialmente, foi analisado de forma detalhada o processo de carga CC-CV presente no *datasheet* do equipamento, disponibilizado no Anexo A e que se encontra exclusivamente presente Figura 36. O gráfico representativo deste algoritmo apresenta duas fases de carga distintas, uma primeira fase em corrente constante limitada em função do definido pelo fabricante e uma segunda fase caracterizada por uma carga em tensão constante. A primeira fase de carga ocorre até ao momento em que o estado de carga da bateria atinge, aproximadamente, 80% e após este instante o algoritmo de carga transfere-se para um modo de carga em tensão constante. O algoritmo finaliza quando o estado de carga é cerca de 100% e conseqüentemente a corrente de carga é praticamente nula, pois quando o algoritmo se transfere para o modo de tensão constante a corrente de carga diminui gradualmente.

Em contexto prático, a Figura 36 representa numa primeira etapa uma corrente de carga constante de 0,21 A, que representam uma corrente de carga limitada a 25% da corrente de descarga 1C, ou seja, 25% de 0,82 A. No que se refere ao valor de tensão pré-definido e que serve de base para o término da primeira fase do modo de carga, este é de 6,8 V, aproximadamente, o que representa 80% do estado de carga. A nível de controlo associado ao algoritmo de carga, este é realizado através de um controlador PI que foi inclusivamente estruturado no *software* de simulação.

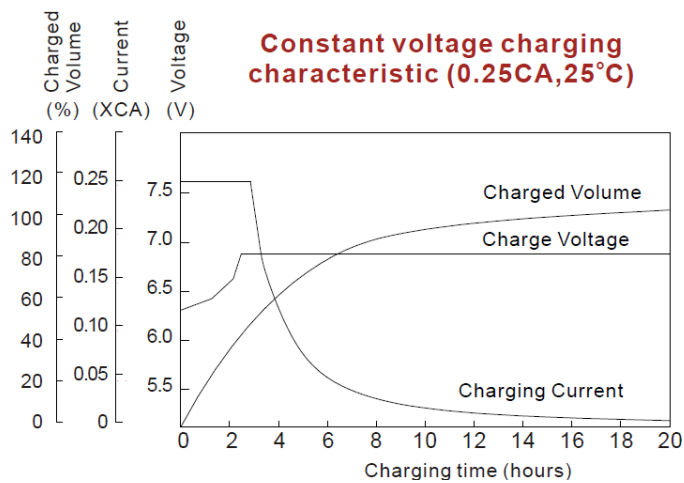


Figura 36 - Processo de carga CC-CV da bateria

Após a obtenção dos valores associados aos componentes do conversor bidirecional e compreensão do controlo associado ao algoritmo de carga e descarga, foi desenvolvido e simulado o conversor bidirecional com recurso ao *software* PLECS. Este controlo, como já referido anteriormente, envolve duas variáveis, tensão e corrente que, conseqüentemente, irão afetar o *duty cycle* do PWM de controlo associado às várias fases de carga e descarga. O circuito desenvolvido encontra-se ilustrado na Figura 37.

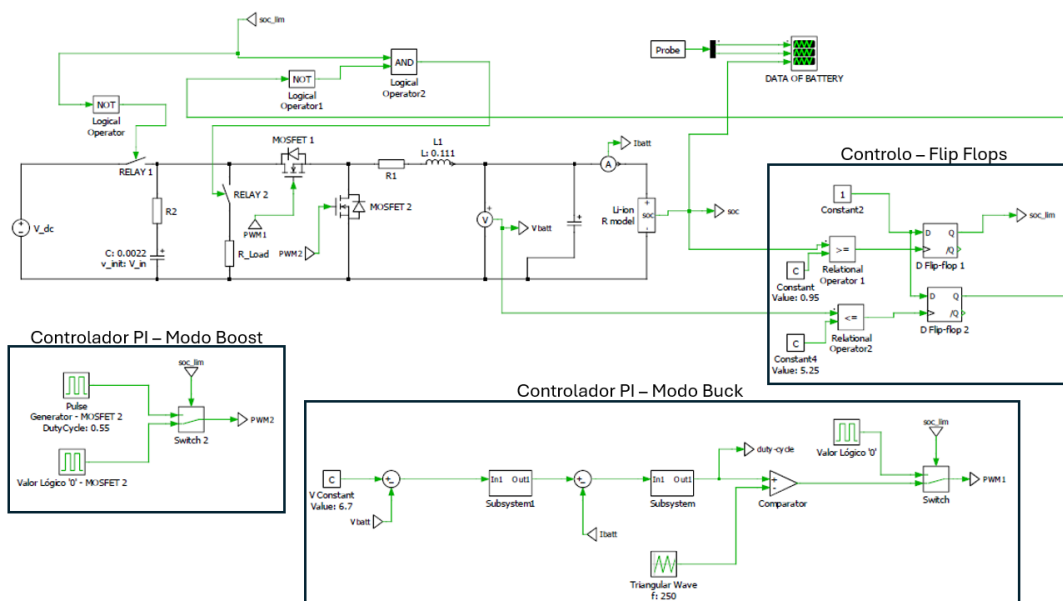


Figura 37 - Simulação do sistema com recurso ao software PLECS

Como já mencionado anteriormente, a figura anterior representa todo o sistema de controlo do processo de carga e descarga, inclusivamente os componentes constituintes do conversor bidirecional dimensionados anteriormente. Em relação ao processo de comutação dos *mosfets*, este é realizado em função de dois sinais de PWM, onde no processo de carga o *duty cycle* é estabelecido em função do valor de erro do controlador PI dimensionado, enquanto no processo de descarga o *duty cycle* do PWM responsável pela comutação do *mosfet* associado à descarga (*mosfet 2*) é constante. Ambos os PWM são desativados quando um dado estado de

carga da bateria é atingido, ou seja, quando o processo de carga termina o PWM referente ao *mosfet* responsável pela carga da bateria (*mosfet* 1) é desativado e, simultaneamente, o PWM associado à descarga da bateria é ativado, sendo este posteriormente desativado quando a bateria já se encontra sem capacidade de alimentar a carga acoplada, por outras palavras, é atingida a tensão de *cut-off*.

Complementarmente, no processo de descarga deste modelo de simulação foram também implementados dois flip-flops para que fosse possível ter um controlo da comutação da fonte primária. Significa isto que quando atingido o estado de carga da bateria pretendido, neste caso, de 0,95, é dada uma ordem de abertura ao relé, RELAY 1, para que não ocorra fluxo de corrente da fonte de alimentação para a carga, desta forma a carga, *R_Load*, apenas consome energia proveniente da bateria, uma vez que esta já se encontra totalmente carregada. Simultaneamente, o relé, RELAY 2, fecha, permitindo dessa forma a passagem de corrente para a carga, sendo que o flip-flop 2 terá como função abrir este mesmo interruptor quando a bateria for totalmente descarregada, ou seja, a tensão da mesma atinga os 5,25 V.

Os flip-flops utilizados são do tipo D, ou seja, possuem uma entrada e um *clock*, este *clock* tem uma relação direta no valor da saída que se encontra interligada com a entrada. A tabela de verdade seguinte tem como intuito apresentar os valores associados a cada uma das variáveis representantes do funcionamento do flip flop em função destas.

Tabela 4 - Tabela da verdade do flip-flop do tipo D

| D | CK | Q | \bar{Q} |
|---|----|---|-----------|
| 0 | 0 | 0 | 1 |
| 0 | 1 | 0 | 1 |
| 1 | 0 | 0 | 1 |
| 1 | 1 | 1 | 0 |

Como é possível aferir na Tabela 4, o *clock* é responsável por sincronizar o circuito, ou seja, só quando o *clock* atinge um estado de nível alto é que o valor de entrada D é considerado, o que consequentemente resulta na ativação da saída, Q, deste mesmo flip flop. Na Figura 38 encontra-se a representação elétrica do flip flop do tipo D e o respetivo diagrama temporal, onde é possível verificar o nível lógico tanto das entradas como da saída que compõem o tipo de flip flop utilizado na simulação de forma a compreender melhor o princípio de funcionamento deste.

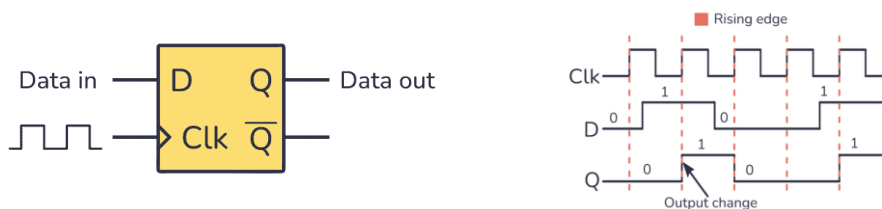


Figura 38 - Flip Flop do tipo D(Urias 2022)

De acordo com a tabela da verdade apresentada é também possível retirar uma equação que representa o princípio de funcionamento de um flip flop do tipo D, equação 65.

$$Q = D \tag{65}$$

A equação 65 expressa o princípio de funcionamento já descrito, ou seja, o flip flop do tipo D armazena na saída Q exatamente o valor inserido na entrada D.

Em relação ao módulo de bateria dimensionado, este traduz na sua totalidade o anteriormente explicitado no que se refere às suas características intrínsecas, como é o caso da resistência interna e até mesmo os valores de capacidade da mesma nas três zonas distintas (nominal, exponencial, total). A parametrização da bateria no software utilizado encontra-se abaixo apresentada, onde é possível visualizar todos os parâmetros para desenvolvimento da mesma.

```
V_in = 12; % DC input voltage

%% Battery Parameters
n_series = 3; % Number of series connected cells
n_parallel = 1; % Number of parallel branches
SOC_init = 0.7; % initial SOC
polarizingRshift = 0.10; % Shift polarizing R by 10%
cellNominalV = 2; % Voltage at end of nominal zone
cellFullChargeV = 2.2; % Voltage at full SOC
cellExponentialV = 2.03; % Voltage at end of exponential zone

cellRatedCapacity = 0.82; % Cell rated capacity
cellMaximumCapacity = 1.2; % Cell maximum capacity
cellNominalCapacity = 0.14; % Cell capacity at end of nominal zone
cellExponentialCapacity = 0.02; % Cell capacity at end of exponential zone

cellNominalDischargeI = 1.2; % Nominal discharge current for cell
cellInternalR = 50e-3; % Internal cell resistance

cellLPFTimeConstant = 30; % 30 second time constant for LPF for effect of
current on voltage

MAX_SOC = 0.95; % State of charge when battery charging is stopped

%% Buck Parameters:
DCDC.C = 8e-4; % [C] - Output capacitance
DCDC.Vamp = V_in; % [V] - Peak voltage amplitude
```

Código 1 – Código associado à parametrização da bateria no PLECS

De realçar que o estado de carga inicial apresentado na quinta linha dos parâmetros definidos é meramente utilizado nesta fase da simulação, já que o pretendido numa fase mais avançada deste projeto é realizar uma carga total da bateria a utilizar, no entanto, a inicialização do processo de carga com início num estado de carga de 0% é insignificativo nesta fase.

No que concerne ao controlo no processo de carga, este é implementado através de um controlador PI como já mencionado anteriormente. Este baseia-se no diferencial entre o valor de tensão de referência e o valor de tensão que a bateria apresenta aos seus terminais. Este diferencial é denominado de erro, que terá uma influência direta na saída do controlador e consequentemente na corrente de carga.

Uma vez que o princípio de funcionamento deste controlo se baseia num valor de erro, este mesmo controlo é denominado de controlo em malha fechada. Significa isto, que a variável a controlar encontra-se constantemente a ser monitorizada de forma a atingir o erro 0, que significa que esta mesma variável atingiu o valor pretendido e utilizado como referência.

Na Figura 39 encontra-se esquematizado o controlador PI que foi utilizado na sua forma paralela e que permite um controlo pormenorizado e rápido das variáveis pretendidas.

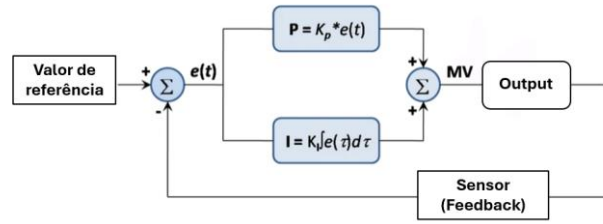


Figura 39 - Controlador PI na forma paralela

Através da figura acima é possível ter a percepção dos ganhos utilizados relativamente à componente proporcional e integrativa e como a partir destes se obtém uma função de transferência que descreve o princípio de funcionamento durante o processo de carga da bateria. Neste caso, como já explicitado no capítulo anterior não foi utilizada a componente derivativa devido à instabilidade que esta provoca na resposta de sistemas de fontes comutadas como é o caso implementado.

No domínio dos tempos, o controlador PI é definido através da equação 66.

$$U(t) = K_p * e(t) + K_I \int e(t) dt + K_D * \frac{d e(t)}{d t} \quad (66)$$

Em função da equação acima, define-se esta mesma função no domínio das frequências como expresso na equação abaixo.

$$U(s) = [K_p + \frac{K_I}{s} + K_D * s] * E(s) \quad (67)$$

Uma vez que o sinal de saída se encontra dependente do erro, define-se que a função de transferência que representa um controlador PI é o valor desta mesma saída em função do valor de erro, sendo esta relação expressa de acordo com a equação 68.

$$\frac{U(s)}{E(s)} = \frac{K_p s + K_I + K_D s^2}{s} \quad (68)$$

Através da equação acima é formulada a função que expressa a função de transferência em malha fechada tendo em consideração os componentes que constituem o conversor dimensionado em modo *Buck* a utilizar para carregamento da bateria. As variáveis que entram em consideração nesta função de transferência que se encontra abaixo apresentada são a indutância da bobina, a capacitância do condensador e a resistência intrínseca da bateria que neste modo de operação pode ser considerada como uma carga inerente ao conversor (Samosir, Sutikno & Mardiyah 2023).

$$\frac{V_o(s)}{V_{ref}(s)} = \frac{(K_p s + K_I + K_D s^2) * V_{IN}}{(LCs^2 + \frac{L}{R}s + 1) * s + (K_p s + K_I + K_D s^2) * V_{IN}} \quad (69)$$

Para uma melhor interpretação das equações que representam o controlador utilizado e a sua influência no valor de saída encontra-se uma representação gráfica do diagrama responsável pelo controlo com base num controlador PI afeto a um conversor em modo *Buck*.

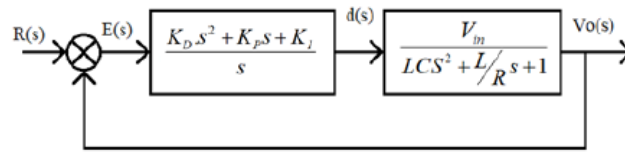


Figura 40 - Diagrama de blocos do sistema no domínio da frequência

Em síntese, e para simplificar o cálculo dos ganhos associados a este tipo de controle, é considerado que ambos os coeficientes presentes na equação 69 ($K_P s + K_I + K_D s^2$ e $LCs^2 + \frac{L}{R}s + 1$) são iguais, o que resulta nas seguintes equações.

$$K_P = \frac{L}{R} \quad (70)$$

$$K_I = 1 \quad (71)$$

De destacar que as equações acima obtidas surgiram da formulação da equação acima mencionada, tendo em consideração que o ganho derivativo não iria entrar em ação durante o controle do sistema implementado. Isto deve-se à grande sensibilidade do ganho derivativo ao ruído, que em sistemas como o implementado não é aconselhável, uma vez que pode tornar o controle do sistema instável.

Por fim, após determinação dos ganhos de acordo com as equações 70 e 71, a função de transferência do controlador utilizado é simplificada conforme a equação abaixo.

$$\frac{V_O(s)}{V_{ref}(s)} = \frac{V_{IN}}{V_{IN} + s} \quad (72)$$

Após a formulação matemática necessária para a obtenção das equações a utilizar para obter os ganhos associados ao controlador, foi então calculado o valor dos mesmos. O ganho associado à componente proporcional tem um valor de 2,2, considerando uma resistência de 28,57 ohm, pois surge do quociente entre 6 V e uma corrente de carga de 0,21 A, uma indutância de 0,111 H a uma frequência de comutação de 250 Hz.

Uma vez que o pretendido neste processo de carga é o controle tanto da corrente como da tensão de carga, foram utilizados dois controladores de PI de forma sequencial. Significa isto, que o controlador PI associado à corrente de carga é dependente do controlador PI utilizado para controle da tensão de carga, ou seja, a corrente de carga é limitada superiormente pela tensão de carga pré-estabelecida.

Para uma melhor interpretação dos controladores utilizados encontra-se na Figura 41 apresentado o diagrama associado ao controle PI tanto de tensão como de corrente, que resulta num PWM com um *duty cycle* variável em função do modo em que se encontra o conversor bidirecional.

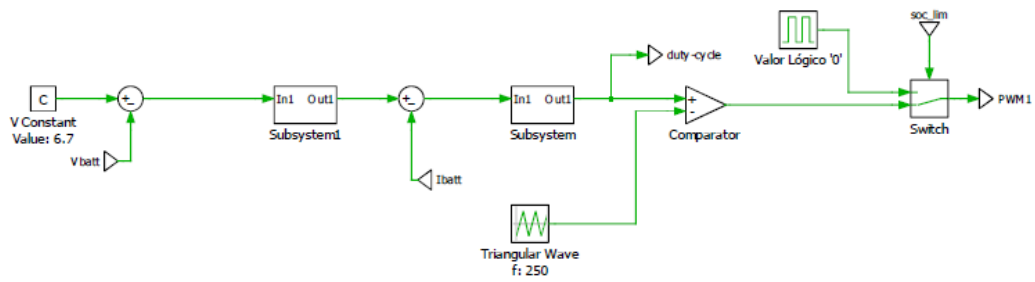


Figura 41 – Controladores PI de tensão e corrente

Como é possível aferir na figura acima, o valor da corrente pretendido e utilizado como referência é o valor de saída do controlador PI associado à tensão, que se encontra limitado entre 0 e 0,21. Este limite máximo representa a corrente de carga aconselhada pelo fabricante da bateria como anteriormente descrito e encontra-se constantemente a ser monitorizado numa segunda fase deste controlador PI. Face a isto, encontra-se abaixo ilustrado o bloco “Subsystem1” que é esquematizado pelo controlo PI em forma paralela e o respetivo limitador associado à corrente de carga.

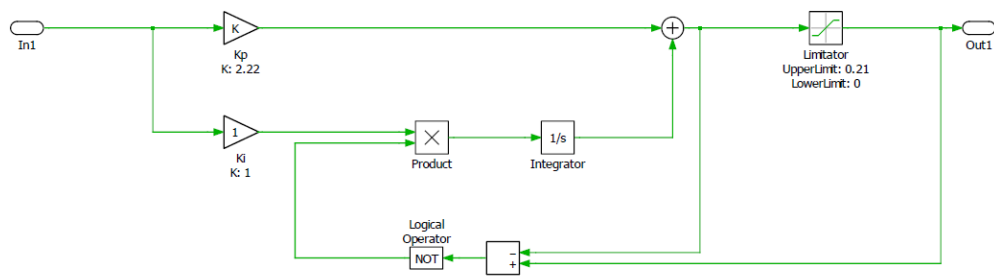


Figura 42 – Representação no software PLECS do controlador PI de tensão

Na segunda fase de controlo, é subtraído ao valor de saída do primeiro controlador a corrente de carga da bateria no momento e é dessa forma originado o erro que resultará num dado *duty cycle* que controlará todo o processo de carga em função dos valores de tensão e corrente de carga. Esse PWM tem esta capacidade devido ao controlo que este impõe na comutação do *mosfet* utilizado no processo de carga. De forma a comprovar o correto funcionamento do controlador PI encontra-se na figura abaixo representada a variação da tensão aplicada aos terminais da bateria consoante a variação da referência da tensão definida.

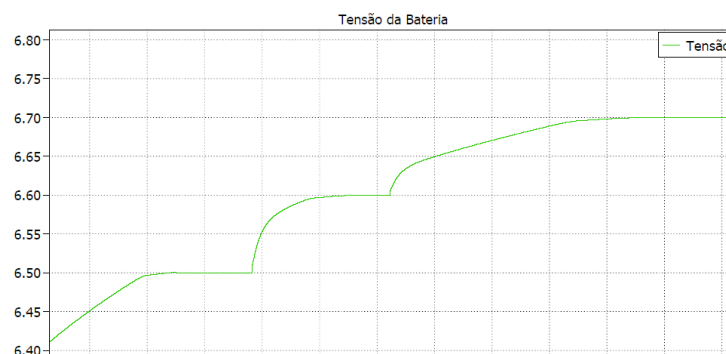


Figura 43 – Resultado do controlo PI de tensão

Na Figura 43 constata-se que foram definidas três tensões de referência distintas. Em primeiro lugar foi definida uma tensão de 6,50 V, de seguida uma tensão de 6,60 V e por fim nos 6,70 V. Isto clarifica uma vez mais o controlo do controlador PI utilizado e adicionalmente que este funciona para qualquer tensão de referência definida, logo que o estado de carga não seja atingido na sua totalidade.

Em termos de simulação do processo de carga, este inicia-se num estado de carga da bateria de 70% e o seu término ocorre quando este mesmo estado atinge os 95%. O processo de carga CC-CV resultante da simulação efetuada encontra-se apresentado graficamente na Figura 44.

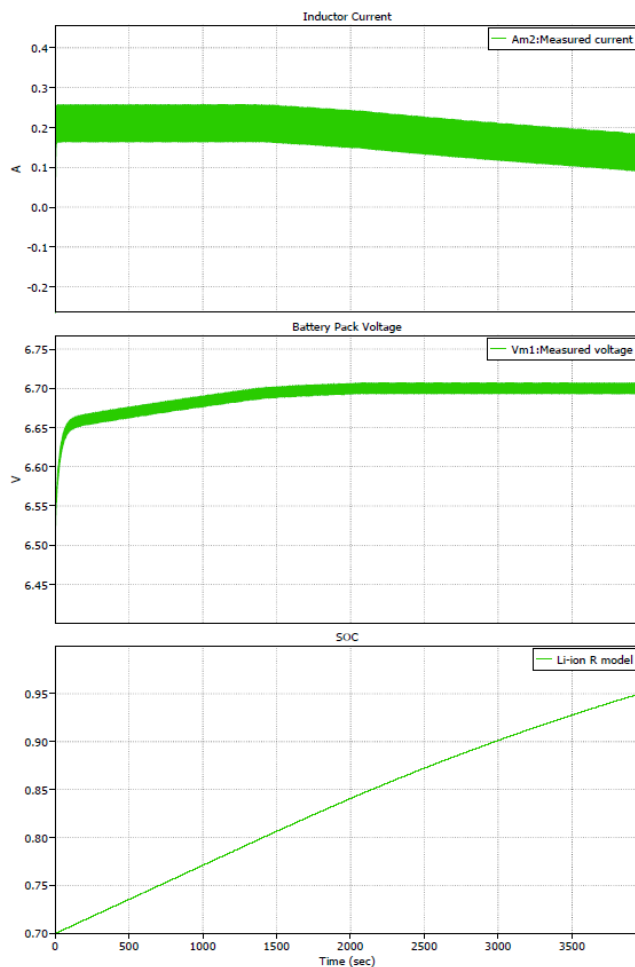


Figura 44 – Simulação do carregamento da bateria

A figura acima mostra que o processo de carga é constituído pelas duas fases acima descritas, com uma corrente constante (média) de 0,21 A, em que a tensão pré-definida é de 6,7 V e, portanto, a tensão mantém-se constante após atingir este valor, o que resulta num decréscimo da corrente até ao exato momento em que o estado de carga atinge os 95%. Após o término do processo de carga inicia-se um processo de descarga que terá então o objetivo de alimentar a carga acoplada ao conversor *Buck-Boost* dimensionado. Além disso, através da Figura 44 é visualizado os valores de tensão e corrente perfeitamente enquadrados nos valores presentes na *datasheet* da bateria anteriormente ilustrados.

3.4 Simulação do Processo de Descarga

O processo de descarga da bateria foi realizado de acordo com o já anteriormente definido e ilustrado, assim que o estado de carga fosse de 95%, a bateria alimentaria a carga até que a bateria apresentasse aos seus terminais uma tensão de 5,25V, denominada como tensão de *cut-off* (1,75 V por célula).

A nível de simulação, a curva que caracteriza a descarga encontra-se presente na Figura 31 e é realizada durante o período de comutação do *mosfet 2* com um *duty cycle* fixo de 0,56 para que a tensão na carga seja aproximadamente 12V. De realçar, que como pretendido, o estado de carga não atinge o valor zero, mas sim o valor de aproximadamente de 20% como presente na Figura 45.

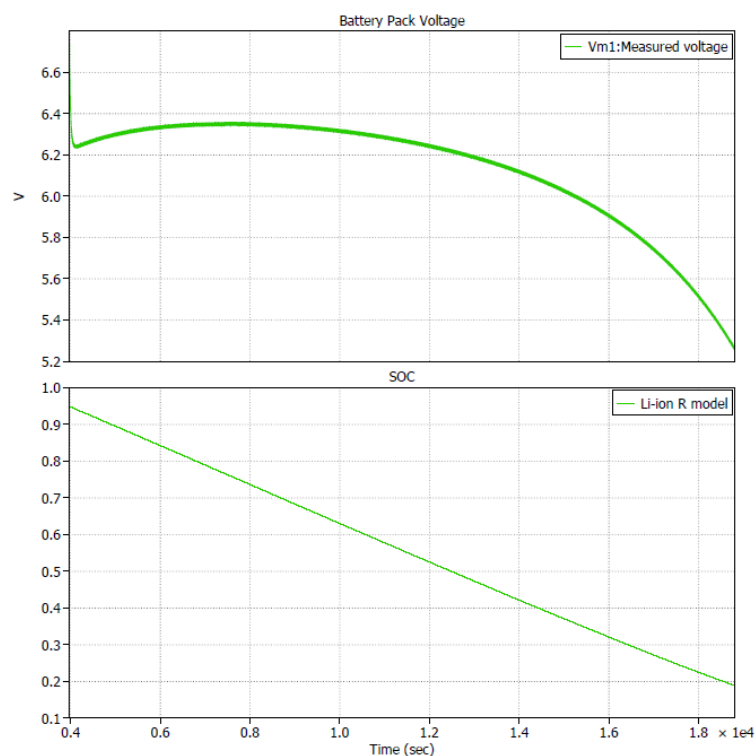


Figura 45 – Simulação da descarga da bateria

Os gráficos anteriormente apresentados e os valores associados a todas as variáveis e componentes constituintes do conversor bidirecional dimensionado, e que será posteriormente implementado a nível prático, são baseados de acordo com as seguintes premissas:

- A resistência interna da bateria é constante durante o ciclo de carga e descarga;
- A capacidade da bateria não varia com a amplitude da corrente;
- A temperatura não afeta o comportamento do modelo;
- A autodescarga da bateria não é representada;
- A bateria não tem o efeito de memória.

4 Desenvolvimento experimental do sistema proposto

4.1 Hardware

A nível prático, o conversor *Buck-Boost* dimensionado sofreu algumas alterações em comparação com o dimensionamento teórico anteriormente descrito. Significa isto que alguns valores dos componentes previstos tiveram de ser alterados e, inclusivamente, adicionados alguns componentes essenciais para o controlo do sistema de gestão de energia a implementar. Em primeiro lugar foi definido que cada *mosfet* a utilizar teria associado a si um *driver*, sendo este responsável pela comutação do *mosfet* de acordo com o *duty cycle* pretendido e com uma frequência já definida de 25 kHz. Uma vez que os *drivers* a utilizar obrigavam a uma alimentação mínima de 15 V foram instalados dois conversores DC-DC isolados responsáveis por garantir que a tensão de alimentação dos *drivers* era a pretendida.

Após a instalação dos componentes afetos ao controlo do processo de carga e descarga, foram definidas as bobinas a utilizar e a respetiva indutância. O valor definido foi de 0,82 mH, tendo em conta que no mercado bobinas de 1 mH eram escassas. Estas mesmas bobinas apenas suportam uma corrente máxima de 1 A e, portanto, obrigou à diminuição da corrente de descarga da bateria, visto que numa fase inicial estava previsto uma corrente de descarga na ordem dos 1,2 A.

Em conjunto com as bobinas foram também usados dois condensadores, um do lado baixa tensão e outro no lado alta tensão, de forma a garantir uma tensão estável quer na carga como na descarga da bateria através da carga resistiva implementada. O circuito representativo do conversor bidirecional implementado encontra-se presente na Figura 46.

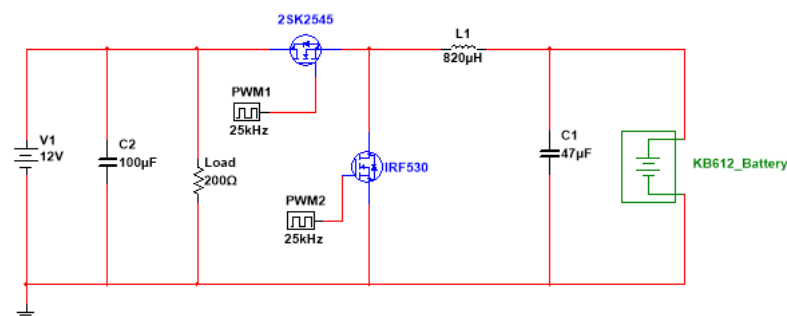


Figura 46 – Conversor Bidirecional implementado

De referir que a figura acima não contempla os *drivers* associados a cada *mosfet*, os conversores isolados para alimentação destes mesmos *drivers* e, inclusivamente, não se encontram representados os componentes referentes à obtenção das variáveis essenciais ao controlo do processo de carga e descarga da bateria através do controlo PI. O intuito da imagem anteriormente exposta consiste na demonstração dos principais componentes que fazem parte do conversor bidirecional desenvolvido em contexto prático.

Após se comprovar o pleno funcionamento do conversor bidirecional, foi então necessário dimensionar os circuitos responsáveis pela leitura da tensão aos terminais da bateria e das correntes de carga e descarga presentes no circuito de acordo com o processo em ação.

Em relação à medição dos valores de tensão presentes na bateria, aquando da carga da mesma, esta foi realizada através de um amplificador HCPL 7800 com função de sensoriamento. Para este sensor, é recomendável pelo fabricante que a tensão de entrada do mesmo seja inferior a 200 mV e, por este motivo, foi necessário recorrer a um divisor de tensão capaz de converter a tensão proveniente dos terminais da bateria numa tensão dentro dos valores recomendados. Este divisor de tensão foi sobredimensionado para que a faixa de leitura não se restringisse apenas aos 6 V nominais da bateria, mas de forma que o intervalo de leituras fosse superior ao valor de tensão onde ocorre a transição do modo de carga. Este ocorre quando a tensão aos terminais da bateria é de, aproximadamente, 6,8 V que representa um estado de carga de cerca de 80%.

No seguimento do acima mencionado, o fabricante do sensor apresenta no *datasheet* do produto o circuito a dimensionar quando o objetivo é a leitura da corrente que atravessa um dado motor, que serviu de base para o desenvolvimento do circuito implementado. O circuito presente no *datasheet* encontra-se a seguir apresentado.

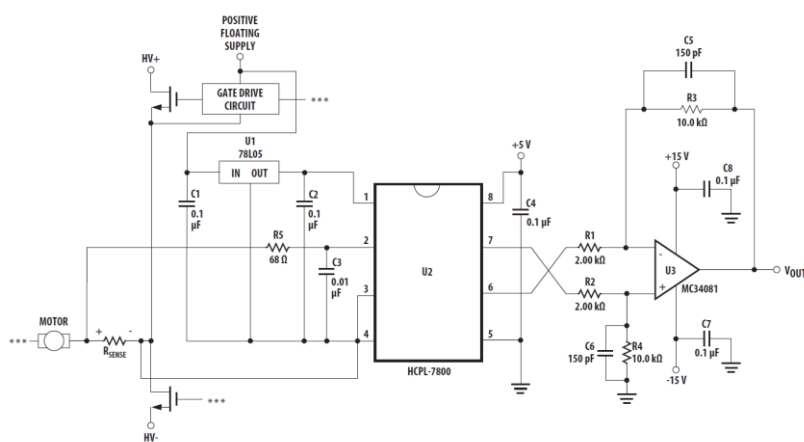


Figura 47 – Circuito modelo do HCPL 7800

É possível verificar no circuito acima que o sinal de saída do sensor é depois condicionado em função do pretendido, sendo que em contexto prático o valor de saída foi limitado a 3,3 V, pois este é o valor de máximo de tensão que o microcontrolador é capaz de ler através dos pinos associados ao conversor AD utilizado.

Em função do acima referenciado, o condicionamento de sinal foi implementado tendo como componente principal o amplificador operacional OPA344PA, que tem como principais características ser *rail-to-rail* e apresentar uma tensão de offset de apenas 1 mV, fundamental para não originar desvios na leitura do sensor. O condicionamento efetuado foi então efetuado tendo em consideração a implementação de um circuito diferencial, que como o nome indica o valor de saída é resultante do diferencial de tensão entres os terminais positivo e negativo do amplificador. A equação que representa este circuito e que permitiu determinar o valor das resistências que o compõe encontra-se abaixo apresentada.

$$V_{OUT} = -V_1 * \frac{R_3}{R_1} + V_2 * \frac{R_4}{R_2 + R_4} * \frac{R_1 + R_3}{R_1} \quad (73)$$

De forma a simplificar a equação 73 foi considerado que $R_1 = R_2$ e $R_3 = R_4$, o que permite obter a seguinte equação:

$$V_{OUT} = \frac{R_3}{R_1} * (V_+ - V_-) \quad (74)$$

De realçar que tal como presente na figura anterior, em contexto prático à entrada do sensor foi instalado um filtro RC passa baixo devido ao valor da tensão de entrada no sensor utilizado ser muito baixa e, portanto, as altas frequências associadas à comutação dos *mosfets* interferiam na estabilidade da tensão de entrada, ou seja, na tensão presente aos terminais da bateria após o divisor de tensão implementado. Este filtro RC foi dimensionado de acordo com a formulação abaixo apresentada.

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (75)$$

$$f_c = 1061,57 \text{ Hz} \quad (76)$$

A expressão que relaciona a tensão de saída, V_{out} , e a tensão na bateria, $V_{Battery}$, é expressa abaixo, tendo em consideração a utilização de um circuito de condicionamento de sinal.

$$V_{out} = \frac{3,3}{8,2} * V_{Battery} \quad (77)$$

Como se pode verificar na equação acima e que se irá comprovar a nível de programação, a tensão máxima que o microcontrolador é capaz de ler em função do condicionamento realizado é de 8,2 V. Este valor foi definido em função do valor de resistência existente e de forma que o microcontrolador tivesse a capacidade de ler uma tensão superior a 6,8 V, que, em teoria, é definida como a tensão de carga máxima em modo CC-CV.

O circuito implementado para a sensorização da tensão na bateria encontra-se esquematizado na Figura 48. De salientar, que no circuito abaixo foi implementado um conversor DC-DC isolado de 5 V, MEV1S0505SC, de forma a isolar a alimentação de entrada da de saída do sensor HCPL-7800 utilizado, uma vez que este internamente também se encontra isolado de forma ótica. Desta forma garante-se que com este isolamento não se dá origem a *loops* na massa e a tensão de saída após o condicionamento não esteja vulnerável a perdas relacionadas com quedas de tensão ao longo do circuito.

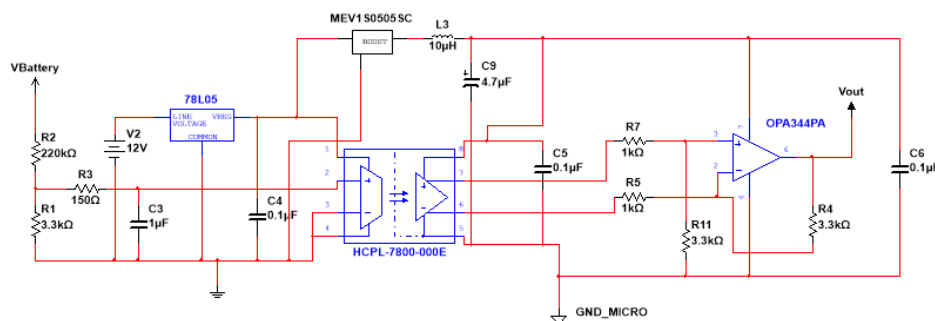


Figura 48 -Circuito para leitura da tensão na bateria

Em relação à leitura da corrente presente no circuito em função do modo de operação do mesmo, esta foi realizada através de um sensor de corrente designado CSLW6B1, que se

caracteriza por ser capaz de obter a corrente de forma bidirecional e, portanto, torna-se vantajoso quer em termos de espaço como de eficiência de todo o circuito, já que permite sensorizar a corrente na carga e na descarga da bateria. O princípio de funcionamento deste sensor baseia-se no princípio de Hall e a sua gama de leitura de corrente encontra-se entre os -1 A e 1 A.

Uma das características que é muito importante para a implementação deste sensor foi a relação entre tensão de saída e a corrente que este se encontrava a sensorizar. Em termos teóricos, este sensor apresenta aos seus terminais de saída uma tensão de 2,50 V quando a corrente que o atravessa é de 0 A, e no caso de ocorrer uma variação da corrente a tensão de saída tem em consideração o quociente 100 mV/100 mA como é possível aferir na Figura 49.

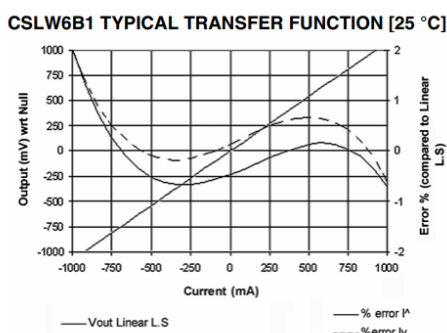


Figura 49 – Correlação teórica entre tensão e corrente no sensor CSLW6B1

Em função do gráfico acima ilustrado e do quociente existente entre a corrente que atravessa o sensor e a tensão correspondente ao sinal de saída deste mesmo sensor, foi realizada uma correlação entre estas duas variáveis, por forma a obter uma equação, que fosse capaz de traduzir este efeito em termos de *software*. Para isto foram levados a cabo diversos testes de forma a comprovar a correlação existente entre corrente e tensão em contexto prático. Os valores obtidos encontram-se apresentados na Tabela 5 e foram obtidos após o condicionamento de sinal.

Tabela 5 – Tensão vs corrente do sensor de corrente (após condicionamento)

| Tensão (V) | Corrente (A) |
|------------|--------------|
| 0,66 | -0,6 |
| 0,82 | -0,5 |
| 0,99 | -0,4 |
| 1,17 | -0,3 |
| 1,34 | -0,2 |
| 1,52 | -0,1 |
| 1,72 | 0 |
| 1,93 | 0,1 |
| 2,12 | 0,2 |
| 2,30 | 0,3 |
| 2,47 | 0,4 |
| 2,64 | 0,5 |
| 2,82 | 0,6 |

De referir, que os valores negativos presentes na tabela correspondem ao processo de descarga, uma vez que o sensor se encontra em série com a bateria, ou seja, o sentido no processo de descarga é inverso ao sentido no processo de carga. Neste processo de carga, a corrente circula da fonte para a bateria, enquanto no processo de descarga a corrente circula da bateria para a carga. Através dos valores que compõe esta tabela afere-se que o quociente mencionado anteriormente não é exatamente igual ao definido teoricamente, no entanto, através destes mesmos valores foi possível obter uma equação que representa a variação da tensão à saída do circuito em função da corrente que atravessa a bateria. Esta equação encontra-se abaixo explicitada.

$$V_{ADC} = 1,859I + 1,731 \quad (78)$$

Na equação acima V_{ADC} representa a tensão à saída do condicionamento e que será utilizada como referência pelo conversor AD do microcontrolador. Este condicionamento foi dimensionado de modo a ter $V_{ADC} = 0$ com uma corrente de $-0,93$ A e $V_{ADC} = 3,3$ V com uma corrente, aproximadamente, de $0,84$ A.

Em função da equação 79 é possível definir que a corrente sensorizada em termos de linguagem de programação em bits é descrita pela equação abaixo apresentada, em que $V_{ADC} = 3,3/4095 * V_B$.

$$I = 0,538 * \frac{3,3 * V_B}{4095} - 0,931 \quad (79)$$

O valor associado à variável V_B corresponde ao valor em binário representativo da tensão presente na entrada AD do microcontrolador, este processo de conversão de um valor decimal em binário será explicitado no próximo capítulo.

Em termos práticos e de acordo com o anteriormente explicitado em relação às características do sensor utilizado, apresenta-se na Figura 50 o circuito inerente à obtenção do valor de tensão correspondente à corrente que atravessa a bateria no modo de carga e a carga acoplada no modo de descarga.

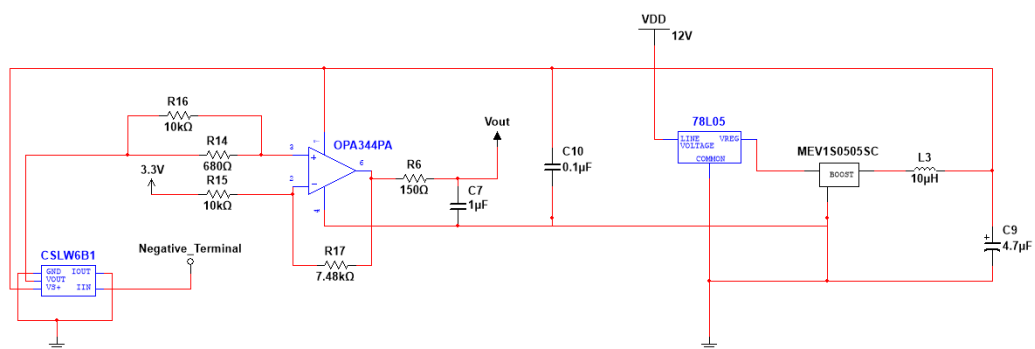


Figura 50 - Circuito para leitura de corrente na bateria

Na figura acima também se encontra apresentado um amplificador OPA344 como o utilizado no circuito implementado para medição da tensão aos terminais da bateria, pois em ambos os casos o condicionamento de sinal foi necessário. Isto explica-se devido à tensão máxima de entrada do conversor AD do microcontrolador utilizado ser de $3,3$ V, ou seja, a tensão máxima que o sensor apresenta aos seus terminais em termos experimentais seria superior $3,3$ V como

se pode verificar na Tabela 6. De salientar que neste circuito foi também implementado um filtro RC passa baixo na saída do amplificador diferencial.

Tabela 6 - Tensão vs Corrente (Saída do sensor de corrente sem condicionamento)

| Tensão (V) | Corrente (A) |
|------------|--------------|
| 1,90 | -0,6 |
| 2,02 | -0,5 |
| 2,11 | -0,4 |
| 2,21 | -0,3 |
| 2,33 | -0,2 |
| 2,42 | -0,1 |
| 2,58 | 0 |
| 2,68 | 0,1 |
| 2,81 | 0,2 |
| 2,90 | 0,3 |
| 3,01 | 0,4 |
| 3,12 | 0,5 |
| 3,22 | 0,6 |

Por fim e de forma a entender a dimensão do circuito associado à gestão da energia na bateria é apresentado na figura abaixo, todos os componentes associados ao sistema de gestão de energia, não só dos componentes inerentes ao conversor bidirecional, bem como dos componentes responsáveis pela leitura da corrente e tensão essenciais para o correto funcionamento do controlo PI.

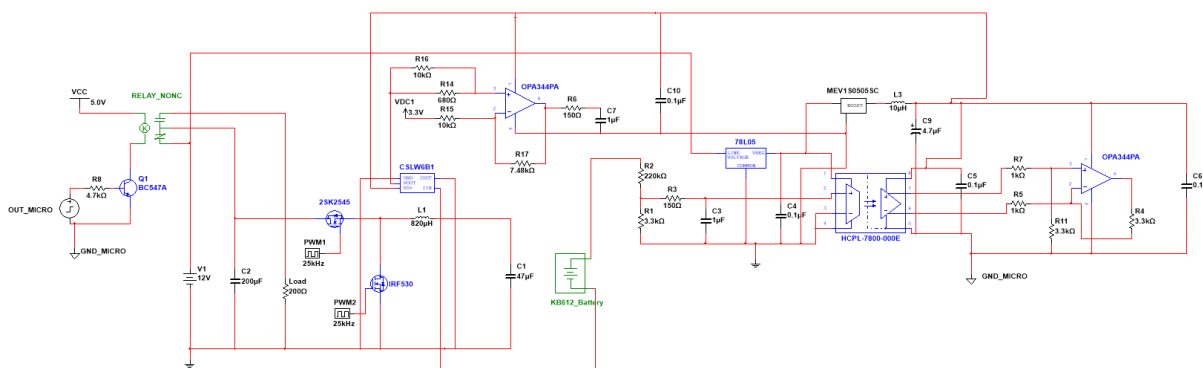


Figura 51 - Circuito completo do conversor bidirecional implementado

Como se pode verificar no circuito acima apresentado, a leitura da corrente através do sensor CSLW6B1 é obtida através da corrente que circula entre o terminal negativo da bateria e a massa do conversor bidirecional.

Adicionalmente, o único componente presente no circuito acima que não contemplava os circuitos já anteriormente apresentados é um relé com dois contactos. Este é comutado através de software consoante a pretensão do utilizador, ou seja, este é que define qual será a fonte de energia e, conseqüentemente, o modo utilizado (carga ou descarga), conforme já explicado no ponto 3.3, Figura 37. Esta comutação tem origem numa das saídas digitais do microcontrolador que irá provocar a saturação do transistor NPN, quando ativa e conseqüentemente originará um diferencial de potencial na bobina do relé. Desta forma a fonte de energia primária é desconectada do restante circuito, uma vez que se encontra ligada ao contacto normalmente fechado do relé e a bateria torna-se a única fonte de energia capaz de alimentar a carga resistiva presente no sistema. De salientar que como fonte de energia responsável pela carga da bateria foi utilizada uma fonte de alimentação convencional presente no laboratório e que é também responsável pela alimentação dos restantes componentes presentes no circuito representativo do sistema de gestão de energia no seu todo.

Uma vez que a saturação do transistor e correspondente comutação do relé só ocorre devido à ativação de uma das saídas digitais do microcontrolador é necessário frisar a existência deste no sistema de gestão, uma vez que não se encontra presente no circuito acima, no entanto é essencial para a automatização de todo o processo de carga e descarga da bateria. Este irá ser descrito de forma pormenorizado no próximo subcapítulo.

Em função do pretendido em relação ao princípio de funcionamento de um sistema de gestão de energia bidirecional, este foi implementado em contexto prático através da implementação dos circuitos anteriormente explicitados. Uma vez que se trata de um sistema de gestão foi inclusivamente criada uma interface gráfica para um melhor controlo de todas as variáveis implícitas neste sistema. O sistema desenvolvido encontra-se presente na Figura 52.

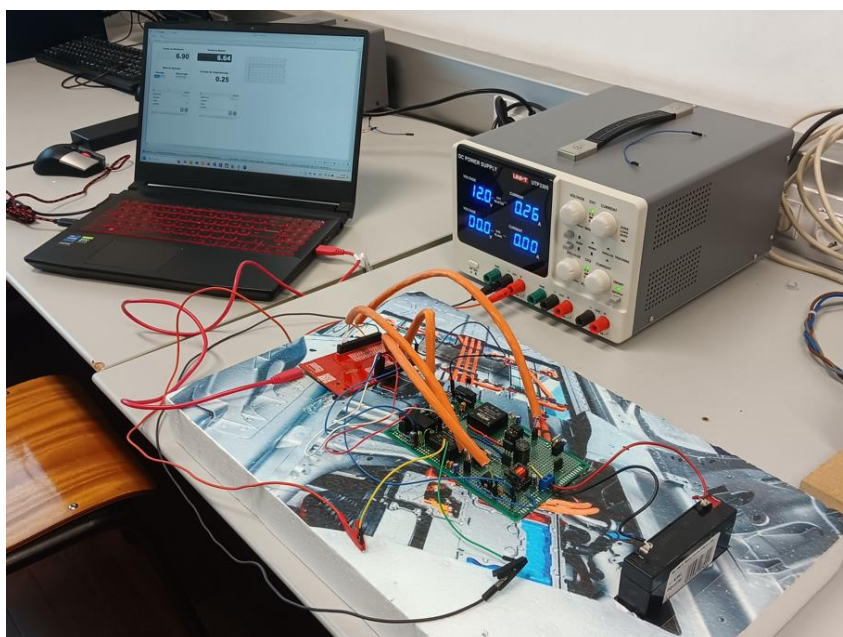


Figura 52 - Sistema completo em bancada

Na ilustração acima é perceptível a utilização de uma placa de poliestireno que serviu como base do conversor bidirecional desenvolvido, da bateria e do microcontrolador utilizado. Na superfície desta placa foi impresso um exemplo de um circuito presente no interior de um carro elétrico onde se utiliza este tipo de conversores de forma a exprimir em termos reais onde pode ser utilizado o sistema de gestão de energia desenvolvido. Em termos de componentes verifica-

se a utilização de uma placa de circuito impresso onde se encontram soldados todos os componentes afetos a este sistema, o microcontrolador utilizado, a bateria utilizada como fonte de energia primária aquando da descarga da mesma através da resistência de 200Ω implementada e uma fonte de alimentação convencional que se trata da fonte de energia primária como referido anteriormente. Adicionalmente, nesta figura é possível verificar a utilização de um computador onde se encontra apresentada a interface criada como interligação entre o utilizador e o sistema de gestão de forma a ter uma vista global das variáveis intrínsecas a este sistema e já mencionadas nos circuitos anteriores.

A resistência de 200Ω foi definida em função da corrente de descarga pretendida, neste caso na ordem dos $0,26 \text{ A}$ e de forma a garantir uma tensão de 12 V aos terminais da resistência aquando da descarga da bateria. De realçar que no circuito foram implementadas duas resistências de 100Ω em série devido à indisponibilidade no mercado de resistências de 200Ω , 3 W . Adicionalmente, as duas resistências utilizadas encontram-se em série com o contacto normalmente aberto do relé utilizado para que após a seleção do modo de descarga por parte utilizador estas fossem alimentadas, exclusivamente, pela bateria

Como se pode também aferir na figura anteriormente apresentada os cabos de interligação implementados entre o circuito bidirecional e o microcontrolador evitam interferências exteriores, como é o caso da comutação dos *mosfets* com uma frequência de 25 kHz que originava numa fase inicial distúrbios no sinal de saída dos circuitos de condicionamento de sinal.

De forma a ter uma melhor interpretação do converso bidirecional DC-DC desenvolvido, que se torna fundamental para uma correta transferência de energia entre fontes de energia e entre a bateria e a carga resistiva, este encontra-se presente na Figura 53.

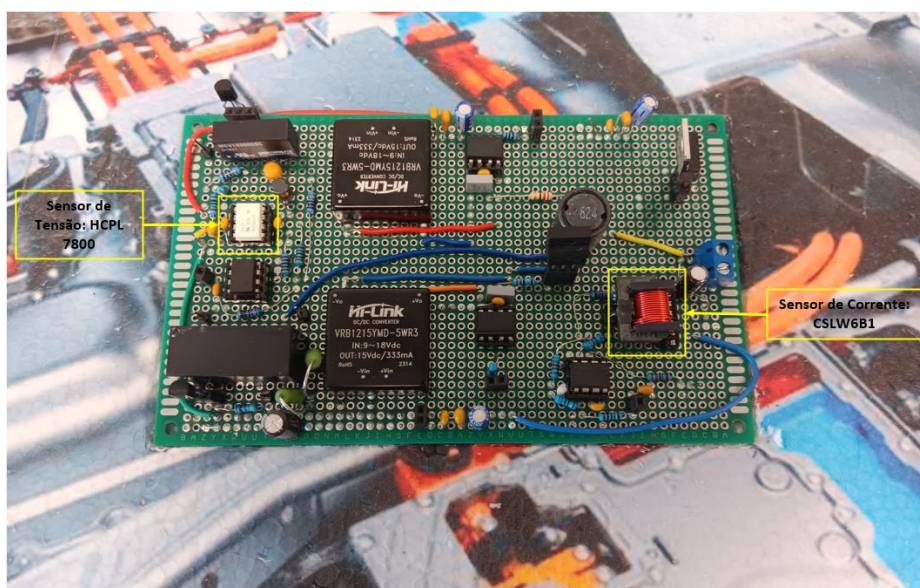


Figura 53 - Conversor Bidirecional DC-DC implementado

No circuito acima e representativo do conversor bidirecional DC-DC encontram-se presentes todos os componentes constituintes do circuito ilustrado na Figura 51, com especial ênfase para os sensores utilizados para sensoriamento da tensão aos terminais da bateria e da corrente que a atravessa. Os principais componentes que constituem o conversor acima desenvolvido como é o caso dos conversores DC-DC isolados, sensores e *drivers* dos *mosfets* encontram-se espaçados entre si de forma a minimizar as interferências entre os mesmos devido à frequência de trabalho, contrariamente aos componentes que constituem os circuitos de condicionamento

disponha de um conhecimento tão profundo da arquitetura interna do microcontrolador, nomeadamente registos internos, *flags*, etc. Estas APPs são configuradas através de uma interface gráfica, que permitem alterar as especificações de cada APP de forma intuitiva.

Em complemento ao software DAVE 4, foi então utilizado o software denominado μ C/Probe, que se caracteriza por ser um *software* desenhado com intuito de ler e escrever na memória de qualquer processador durante o período de execução, sendo esta leitura e escrita realizada através da realização de uma interface gráfica. Em função desta interface gráfica é possível monitorizar e controlar, tendo como base, displays, botões de controlo e gráficos em tempo real todas as variáveis existentes no programa desenvolvido no software DAVE 4. Para que a interface gráfica consiga apresentar todas as ferramentas existentes no software DAVE 4 é necessário fornecer ao μ C/Probe, um ficheiro ELF que é criado aquando do *debug* do programa desenvolvido para o microcontrolador. Este ficheiro ELF permite criar um catálogo conhecido como navegador de símbolos, ou seja, variáveis globais, que permitem ao desenvolvedor criar uma interface tendo em consideração as variáveis existentes.

Para além dos softwares acima mencionados foi ainda utilizado o *driver* que permite a ligação entre o ambiente de desenvolvimento DAVE IDE e o kit de desenvolvimento baseado no microcontrolador XMC4700 utilizado e, inclusivamente, a interligação entre a aplicação gráfica μ C/Probe e este microcontrolador. Este drive tem o nome de J-Link.

A nível de programação, em contexto prático, foram definidas inicialmente 4 APPs “PWM”, que permitem gerar um sinal PWM com uma frequência e *duty cycle* definidos de acordo como intuito dos mesmos. Em primeiro lugar foram criados os blocos de PWM que teriam uma frequência e *duty cycle* fixos, ou seja, estas variáveis não variam ao longo do processo de partilha de energia devido às características/funções pretendidas. Em função disto, pode-se definir que o *duty cycle* associado à descarga da bateria será constante ao longo de todo o processo de partilha de energia, uma vez que a carga a alimentar, neste caso, se mantém constante. De seguida, foram definidos os blocos de PWM associados a interrupções que decorrem ao longo do código e que são utilizadas em excertos do código em que é realizado o controlo do PI através das duas funções que o representam e, inclusivamente, nas linhas de código associadas à obtenção das variáveis que constituem estas mesmas funções.

Todas as APPs “PWM” foram criadas com uma frequência pré-definida de 25kHz, uma vez que se trata da frequência definida como a frequência de comutação dos *mosfets*, sendo que o *duty cycle* da APP PWM associado à descarga da bateria foi definido tendo em consideração que se pretendia um diferencial de potencial de, aproximadamente, 12V aos terminais da carga existente e, portanto, o dobro da tensão aos terminais da bateria.

Por defeito, o código desenvolvido ocorre ao longo de um determinado período infinito, ou seja, é realizado um conjunto de instruções de forma sequencial à velocidade que o processador permitir, no entanto, como o funcionamento deste conversor bidirecional resulta do controlo do mesmo foi necessário abordar a nível de programação a APP interrupção. Esta é utilizada quando se pretende priorizar um dado código que à partida é prioritário. Significa isto, que se aloca a capacidade de processamento a uma tarefa pretendida, que no sistema de gestão desenvolvido será executada num período pré-definido que resulta no inverso da frequência de comutação, sendo este mesmo período denominado de tempo de amostragem e definido no código executado como T_s . Este tempo de amostragem e os respetivos parâmetros do controlador PI definidos a nível de código de programação encontram-se de seguida apresentados.

```
#define Ts 0.00004F
#define Kp 1.00F
#define Ki 2.90F
```

Código 2 – Excerto de código da definição do tempo de amostragem e ganhos do controlo PI

Como se pode aferir no excerto de código acima, o valor associado ao tempo de amostragem é o inverso da frequência de comutação e relativamente ao ganho proporcional, K_p , e ganho integral, K_i , não são iguais aos definidos a nível teórico, tanto a nível de cálculo como a nível de simulação via PLECS. Estes valores resultaram de diversos testes de carga e descarga efetuados, para que a resposta obtida através do controlador PI fosse aproximada do teoricamente pretendido.

Tendo por base a APP interrupção foram então criadas duas tarefas com maior importância como já referido, uma tarefa associada ao controlo do controlador PI dimensionado que resultará num dado *duty cycle* variável em função do erro, que terá como objetivo definir o período em que o *mosfet* associado ao modo de carga se encontra a nível lógico “1” e uma outra tarefa associada à leitura da corrente que atravessa a bateria e a tensão aos terminais da mesma. Para que esta tarefa fosse então realizada com um período bem definido (T_S) foram então associados dois PWMs a cada interrupção realizada em cada uma das tarefas. Na Figura 55 verifica-se a interligação entre interrupções e as respetivas APPs PWM desenvolvidas.

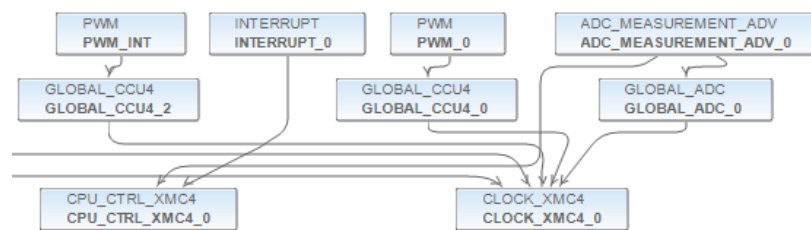


Figura 55 - Esquema de ligações das aplicações associadas às interrupções geradas

Na figura acima observa-se que se encontra presente uma APP denominada de Interrupt_0, esta então associada ao controlo PI e que se realizará dentro do período especificado pelo PWM_INT e uma outra APP denominada de ADC_MEASUREMENT_ADV_0 que se caracteriza por converter o sinal analógico presente nos Pins associados num sinal digital para ser assim possível a sua leitura através do microcontrolador, sendo que o início da conversão apenas será dado após ordem de *trigger* por parte do PWM_0.

A APP PWM engloba duas definições diferentes no que concerne ao determinado instante em que se inicia a interrupção associada. Estas duas definições são o *Period Match*, em que o *trigger* ocorre na transição do PWM gerado de “1” para “0” e *Compare Match*, em que o *trigger* ocorre na transição contrária, ou seja, “0” para “1”. Em função disto e uma vez que no microcontrolador utilizado um dado PWM se inicia sempre a “0”, foi definido que os sinais de *trigger* associados às duas interrupções existentes apenas se iniciariam aquando da transição do nível lógico de “1” para “0”, ou seja, é gerado um evento após um ciclo como o abaixo ilustrado (Tempo a ON + Tempo a OFF), considerando uma frequência de 25 kHz.

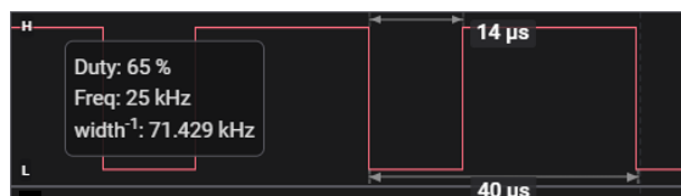


Figura 56 - Ciclo de *Trigger*

O exemplo da associação da APP PWM a uma APP de interrupção encontra-se apresentada na Figura 57. Nesta imagem é apresentada a associação do PWM_0 como *trigger*, sendo este

efetuado de acordo com o princípio anteriormente definido como *Compare Match*, ou seja, o início da conversão ocorre na transição do sinal PWM do nível lógico “1” para “0” uma vez que a conversão apenas deve ser efetuada quando se pretende utilizar o dado convertido, de forma a não sobrecarregar o processador e inclusivamente energia.

| | Source APP Instance Na... | Source Signal | Connect To | Target APP Instance Na... | Target Signal |
|-----|---------------------------|--------------------|------------|---------------------------|---------------|
| ▼ + | PWM_0 | event_period_match | ----> | ADC_MEASUREMENT_ | trigger_input |

Figura 57 - Associação do PWM_0 à interrupção de conversão AD

Em termos de características intrínsecas à ADC possível de implementar no microcontrolador utilizado, esta é de 12 bits, ou seja, dentro um intervalo de 0 a 3,3 V haverá 4096 combinações diferentes e cada combinação corresponde a um dado valor de tensão analógico na entrada associada à ADC criada. Uma vez que a ADC não faz a conversão de forma instantânea, ou seja, o processo de conversão entre a aquisição de sinal e a disponibilização do resultado que irá ser um valor entre 0 e 4095 prolonga-se por algum tempo e, portanto, é justificado o já referido anteriormente a utilização de um PWM com a funcionalidade de *trigger* de forma que o conversor dará um sinal assim que a conversão do sinal analógico num sinal digital seja concluída e conseqüentemente a leitura do valor convertido possa ser realizada.

Em função do tempo de amostragem já mencionado e as suas vantagens no que concerne à utilização de interrupções quando se pretende realizar controlo, sendo este mesmo controlo PI realizado em função de um determinado erro encontram-se abaixo apresentadas as variáveis associadas ao controlo PI.

```
float tensaoA = 0.00F;
float corrente = 0.00F;
float correnteC = 0.00F;
float tensao_REF=0.00F;
float duty_cycle = 0.00F;

float error=0.0F;
float prev_error=0.0F;
float pi_out=0.0F;
float pi_out_sat=0.0F;
float prev_pi_out=0.0F;
float detect_sat=1.0F;

float error_corrente=0.0F;
float prev_error_corrente=0.0F;
float pi_out_corrente=0.0F;
float pi_out_sat_corrente=0.0F;
float prev_pi_out_corrente=0.0F;
float detect_sat_corrente=1.0F;
```

Código 3 – Excerto de código onde são definidas as variáveis associadas ao controlo PI

De referir que no código acima apresentado, das seis primeiras linhas que definem as variáveis que entrarão na fase de cálculo do controlo PI, apenas uma variável é considerada *input*, variável *tensão_REF*, esta variável é definida como a tensão que o utilizador de todo o sistema poderá definir na interface gráfica e apresenta-se como a única variável das apresentadas na qual o utilizador terá qualquer poder de decisão. Relativamente às restantes variáveis presentes nestas linhas são definidas como *outputs*, pois são variáveis associadas a grandezas físicas às

quais o microcontrolador terá controlo das mesmas, sem qualquer interferência do utilizador durante o processo de carga ou descarga da bateria.

As restantes variáveis que não se encontram nas primeiras seis linhas do código acima apresentado são representativas das variáveis associadas à função que caracteriza o controlo PI realizado para atingir a tensão aos terminais da bateria igual à tensão pré-definida, este período ocorre quando o algoritmo de carga é o de corrente constante. A função que caracteriza o controlo PI relativamente à tensão de carga encontra-se abaixo apresentada em termos do código efetuado.

```
error = tensao_REF-tensaoA;
pi_out = prev_pi_out + Kp * (error-prev_error) + (Ki * Ts)*(error +
prev_error); //Função de Controlo PI
prev_error = error;
```

Código 4 – Excerto do código associado à função do controlo PI

Uma vez que o controlo PI funciona em função de um valor de erro e esta função inicial irá incidir na corrente de carga em função da tensão de carga, o código elaborado inicia com a determinação do erro e de seguida a utilização do mesmo na função representativa do controlo PI, sendo o resultado denominado como saída atual do PI. Após obtenção do resultado, este é armazenado na linha de código seguinte para que seja utilizado na função da iteração seguinte que tem constantemente por base o erro da iteração anterior.

Após obtenção do valor de saída do PI, este é limitado dentro do intervalo pretendido que resultará num valor da corrente de carga aplicada à bateria, ou seja, esta limitação é definida em função das pretensões do utilizador do sistema e de acordo com as recomendações do fabricante. Uma vez que o fabricante recomenda que a corrente de carga nunca seja superior a 0,30 A, foi definido nesta gestão do fluxo de energia que a corrente de carga nunca seria superior a 0,25 A, pois não é aconselhável trabalhar nos limites impostos pelo fabricante. Inclusivamente, este valor de corrente permite que o processo de carga seja mais rápido em comparação com a simulação efetuado em termos teóricos e com recurso ao software PLECS. A limitação da saída da função PI encontra-se abaixo apresentada e consiste em definir esta saída num novo termo, denominado *pi_out_sat* e após a limitação armazenar a saída atual do PI para ser utilizado na iteração seguinte.

```
// Limitação da saída do PI
pi_out_sat = pi_out;
pi_out_sat = (pi_out_sat > 0.25F) ? 0.25F : pi_out_sat ;
pi_out_sat = (pi_out_sat < 0.00F) ? 0.00F : pi_out_sat ;
prev_pi_out = pi_out_sat; //guardar em memória a saída atual do PI para a
próxima iteração
```

Código 5 – Excerto do código associado à limitação da corrente de carga

Para melhorar a interpretação do código acima encontra-se na Figura 58 evidenciado a vermelho o bloco que representa a saturação acima apresentada, em que a variável I_{ref}^* tem origem na limitação do *duty cycle* proveniente do erro obtido através do diferencial entre a tensão aos terminais da bateria e a tensão de referência.

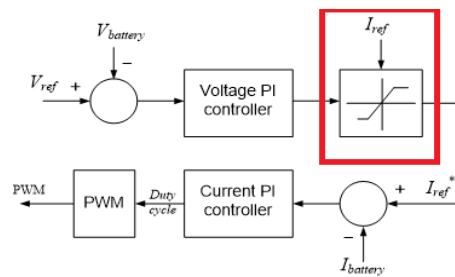


Figura 58 - Carga da bateria em malha fechada

Dado que é necessário limitar a saída o PI anterior, sendo este referente ao valor da corrente que irá atravessa a bateria em função do erro da tensão e, portanto, havendo erro e estando o limitador a funcionar quando a saída do PI está saturada, este erro vai sendo acumulado originando *overshoots* e *undershoots*. Para que estes sejam eliminados é então necessário aplicar uma terminologia denominada *Anti-Windup*. Esta deteta que o limitador de saturação está a funcionar e conseqüentemente desativa a parte integrativa do controlador de forma que nesta circunstância não seja acumulado erro e, portanto, não atrasar a estabilização da saída. De seguida encontra-se presente o código elaborado representativo do sistema de *Anti-windup*.

```
// Reset Anti-windup
if((pi_out_sat - pi_out) < -0.0001 || (pi_out_sat - pi_out) > 0.0001)
detect_sat = 0.00F;
else
detect_sat = 1.00F;
```

Código 6 – Excerto de código representativo do *Anti-Windup* dimensionado

Após obtenção do valor de saída do PI associado à corrente de carga em função da tensão, este valor é então utilizado para determinar o erro que descreve a diferença entre a corrente presente no circuito e a que se pretende atingir em função da saída do controlo PI anterior. Este erro é então utilizado num novo controlo PI associado à corrente de carga que irá definir qual o *duty cycle* do sinal PWM a aplicar no *mosfet* responsável pela carga da bateria dentro das condições pretendidas. Todo este processo encontra-se graficamente ilustrado na Figura 57. O novo controlo PI é em tudo semelhante ao primeiro, no entanto, neste caso apenas se controla uma única variável que é a corrente de carga em função do valor da mesma em cada tempo de amostragem, sendo esta limitada dentro do seu espectro máximo de 0,25 A. Como já referido anteriormente, os controlos PI acima descritos eram impossíveis de serem concretizados sem uma leitura constante de duas variáveis, que se trata da corrente no circuito e da tensão aos terminais da bateria. Para isto foram então utilizadas duas APPs, em primeiro lugar, uma APP de interrupção para que estas leituras ocorressem dentro de um período determinístico e uma APP definida para conversão dos sinais analógicos em sinais digitais. Uma vez que se trata de duas variáveis foram definidos dois canais distintos como se pode aferir na seguinte figura.

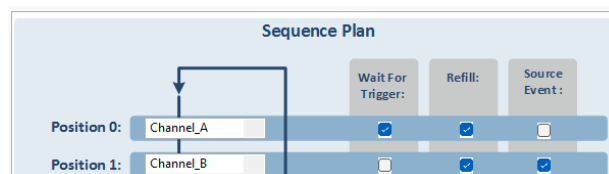


Figura 59 - Definição dos canais associados à APP de conversão AD.

Como já mencionado anteriormente, esta conversão inicia-se após o sinal de *trigger* associado ao conversor e dá-se por terminada esta mesma conversão aquando da receção do sinal proveniente do segundo canal, que por sua vez representa a leitura da corrente que atravessa o circuito. De salientar, que as portas ADC existentes no microcontrolador apenas têm a capacidade de leitura de valores de tensão e, portanto, foi importante definir a equação que descreve esta relação entre a corrente sensorizada pelo sensor e a tensão à saída do amplificador diferencial utilizado. Esta mesma equação já foi apresentada num capítulo anterior. Em relação à leitura da tensão aos terminais da bateria esta é definida em função da função anteriormente apresentada em que a capacidade de leitura máxima é de 8,2 V, que corresponde a uma tensão de 3,3 V na porta associada ao conversor AD. Como já verificado na figura anterior o conversor AD desenvolvido é constituído por duas portas de leitura, uma associada à tensão e outra associada à corrente. No que concerne à corrente, foi necessário realizar uma conversão do sinal de tensão em corrente como já explicitado e representado pela sua equação, uma vez que o microcontrolador não é capaz de realizar leituras em corrente. Adicionalmente, no código elaborado foi utilizado um método para determinar os valores pretendidos de uma forma mais precisa, este método consistiu numa média resultante de um número de valores pré-definidos armazenados num vetor. Este método tem uma particularidade pois este cálculo demora exatamente o mesmo período quer seja utilizado apenas um valor na média quer sejam utilizados infinitos números. Para o caso acima foram definidos dois vetores, respeitantes a cada medição utilizada, com 2000 posições cada um, ou seja, 2000 registos agregados. Uma variável *tensao_new*, que é definida como uma variável de um novo valor introduzido na média, uma variável de *sum*, que é soma de todos os valores que estão dentro do vetor, é também definida uma variável *average* onde se realiza uma média de todos os valores e por fim um *counter* que tem como função contabilizar em que posição do vetor foi inserida um dado valor. Em complemento, no código elaborado está presente um ciclo *for* que tem como intuito aquando da inicialização do controlo elaborado a criação de um *array*, representativo de cada vetor, iniciado em zero e que é realizado fora do ciclo *while*, dentro da *main* para que este apenas seja realizado uma vez. O ciclo elaborado é abaixo apresentado, onde o contador é inicializado a zero e sempre que este mesmo contador apresente um valor compreendido entre o valor mínimo e máximo, é então colocado um 0 numa determinada posição e este ciclo repete-se até o contador atingir o seu máximo, neste caso 2000.

```
int main(void)
{
    DAVE_Init();          /* Initialization of DAVE APPs */
    while(1U)
    {
        if(pin_status == 1)
        {PWM_SetDutyCycle(&PWM_1,duty_cycle);}
        else
        { PWM_SetDutyCycle(&PWM_1, 0)}
        if(pin_status2 == 1)
        {PWM_SetDutyCycle(&PWM_2, 6500);
        DIGITAL_IO_SetOutputHigh(&DIGITAL_IO_0); }
        else
        {PWM_SetDutyCycle(&PWM_2, 0);
        DIGITAL_IO_SetOutputLow(&DIGITAL_IO_0);}}

    for(tensao_counterA=0; tensao_counterA < tensao_counter_maxA;
    tensao_counterA++)
    tensao_vecA[tensao_counterA] = 0;
    tensao_counterA = 0;
```

```

for(tensao_counterB=0; tensao_counterB < tensao_counter_maxB;
tensao_counterB++)
tensao_vecB[tensao_counterB] = 0;
tensao_counterB = 0;
}

```

Código 7 – Excerto do código associado à inicialização dos vetores de média

De salientar, que dentro do ciclo *while* do código acima presente, encontra-se o código realizado e representativo da definição do modo de operação pretendido pelo utilizador do sistema de gestão. Significa isto, que foram criadas duas variáveis *pin_status* que em função do seu estado definem se a bateria está a ser carregada ou se a mesma se encontra a alimentar a carga acoplada ao circuito. Numa primeira parte, afere-se que o *pin_status* quando seleccionado o conversor bidirecional encontra-se em modo *Buck*, em que o *duty cycle* aplicado ao *mosfet* é dependente da saída dos controladores PI e uma segunda variável denominada *pin_status 2*, que quando ativo resulta na saída em valor digital 1 de um pino do microcontrolador que, por sua vez, faz com que se origine uma diferença de potencial na bobina do relé implementado e consequentemente a fonte primária no modo *Buck* é retirada do circuito e, portanto, o conversor transfere-se para o modo *Boost*, em que a bateria se comporta como a fonte de energia principal que alimentará a carga.

Após elaboração do código responsável por uma gestão autónoma do fluxo de energia bidirecional, foi realizada a interface gráfica em função das variáveis existentes e aplicadas no controlo PI. Esta interface gráfica foi implementada no software μ C/Probe e onde o utilizador pode definir o modo que representa o princípio de funcionamento do conversor bidirecional e a tensão de carga, as restantes variáveis apenas podem ser visualizadas. A Figura 60 ilustra a interface criada e como o utilizado pode interagir na gestão do fluxo de energia.



Figura 60 - Interface gráfica

Observando a figura anterior, encontram-se listados e explicados abaixo os componentes constituintes da interface criada:

- Os botões interruptores 1 e 2 permitem definir o modo em que o conversor bidirecional irá trabalhar e encontra-se associado às variáveis *pin_status* e *pin_status2* do código do programa criado;

- A Caixa de Texto 3 representa a tensão de carga a definir pelo utilizador correspondendo à variável *tensão_REF*;
- A Caixa de Texto 4 apresenta a leitura da tensão presente aos terminais da bateria, sendo que o valor apresentado resulta da média efetuada relativamente à variável *tensaoA*;
- A Caixa de Texto 5 representa a leitura da corrente que atravessa o circuito, tanto no modo de carga como no modo de descarga da bateria, sendo esta apresentada por um sinal de positivo quando a corrente circula fonte de energia primária para a bateria, enquanto esta mesma corrente é apresentada por um sinal negativo quando a corrente da bateria circula da bateria para a carga acoplada a este circuito;
- O gráfico de registos 6 ilustra graficamente, como o nome indica, a vermelho a tensão aos terminais da bateria e a azul a tensão de referência definida pelo utilizador aquando do início da carga da bateria.
- Os registos de dados 7 e 8 foram utilizados para armazenar os dados da corrente que circula no circuito e a tensão da bateria. Estes dados são armazenados com a periodicidade pretendida e foi através destes que foi possível representar a carga e descarga da bateria em termos gráficos, tal como apresentado no *datasheet* da bateria;

5 Resultados Experimentais

Com a conclusão do software e hardware associado à gestão do fluxo de energia bidirecional foi importante aferir, que de facto, era possível, com o modelo físico construído, carregar e descarregar uma bateria. O modelo desenvolvido tem como intuito a simulação do fluxo de energia de forma bidirecional entre duas fontes de energia como ocorre no armazenamento de energia proveniente de fontes renováveis e em sistemas alternativos de partilha de energia como foram os apresentados no respetivo capítulo, em que um simples automóvel elétrico pode ser considerado uma fonte de energia. Deste modo, este capítulo visa apresentar os resultados obtidos nos testes efetuados e, inclusivamente, comparar de que forma os resultados obtidos através destes testes se relacionam com os dados apresentados pelo fabricante da bateria utilizada.

A análise efetuada ao comportamento do sistema de gestão de energia desenvolvido foi realizada em função dos testes efetuados, em que o modo de funcionamento do conversor é dependente da escolha do utilizador do sistema e que as variáveis associadas à função que representa o controlo PI desenvolvido são obtidas de forma automática através dos circuitos dimensionados para cada sensor utilizado para obtenção da corrente de carga/descarga e da tensão aos terminais da bateria.

Como primeiro ponto de verificação do controlo PI foi realizado um teste relativo ao comportamento do *duty cycle* do PWM associado à carga da bateria, pois espera-se que este varie de acordo com a tensão presente aos terminais da bateria e da tensão de carga pré-definida, ou seja, o *duty cycle* neste modo não será constante, dependerá do erro obtido do diferencial entre a tensão de carga pretendida e a tensão naquele momento presente aos terminais da bateria. Uma vez que é difícil numa escala temporal verificar o valor do *duty cycle* ao longo do processo de carga através do osciloscópio encontra-se na Figura 61 um exemplo em que é possível verificar o comportamento do *duty cycle* aquando da carga da bateria.

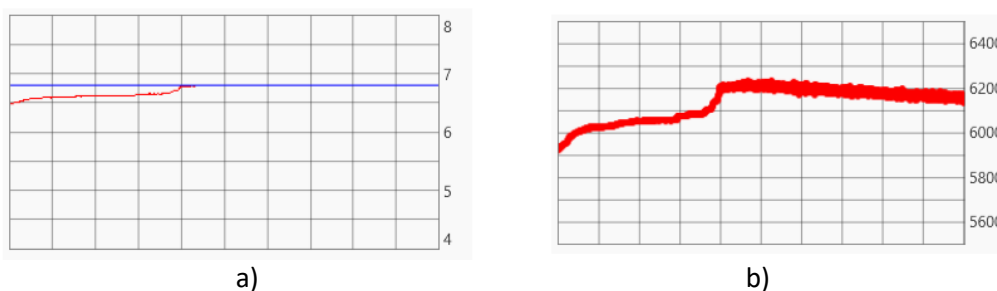


Figura 61 - Comportamento do *duty cycle* em função do erro: a) Tensão na bateria (a vermelho) b) *Duty cycle*

Na figura acima encontram-se presentes duas representações gráficas, à esquerda estão ilustrados o valor de tensão aos terminais da bateria (vermelho) e o valor de tensão de referência (azul), e na representação à direita é ilustrado o comportamento do *duty cycle* durante este excerto do modo de carga. Como se verifica o valor de *duty cycle* aumenta enquanto o valor de tensão de referência não é atingido e assim que este é atingido, o valor de *duty cycle* diminui até o processo de carga estar completo. Esta ilustração foi obtida na interface gráfica criada.

Adicionalmente, encontra-se ilustrada na Figura 62 um excerto do sinal de PWM aplicado ao *mosfet* comutando aquando da carga da bateria.

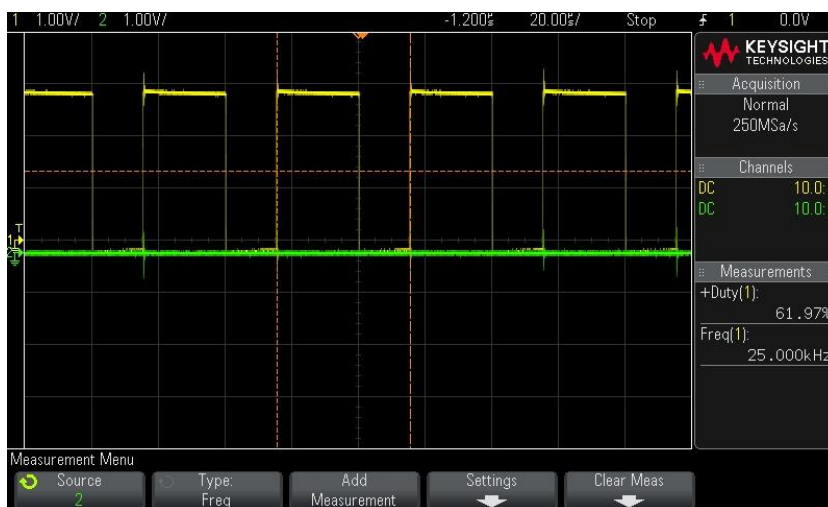


Figura 62 - Sinal PWM aplicado ao *mosfet* no processo de carga

Na figura acima o sinal amarelo representa o sinal de PWM de carga, este com um *duty cycle* de 61,97% e uma frequência de 25 kHz. Nesta mesma figura é possível verificar através do sinal verde de que o pino do microcontrolador definido como a saída do PWM constante associado à descarga da bateria se encontra a nível lógico “0”, visto que num momento de carga este sinal tem de se encontrar permanentemente desabilitado.

Ainda associado ao processo de carga encontram-se na Figura 63 ilustrados os sinais de tensão presentes na saída de cada um dos circuitos de condicionamento utilizados para obtenção da corrente de carga/descarga e da tensão aos terminais da bateria. Esta imagem foi retirada aquando da carga da bateria, no processo de corrente constante.

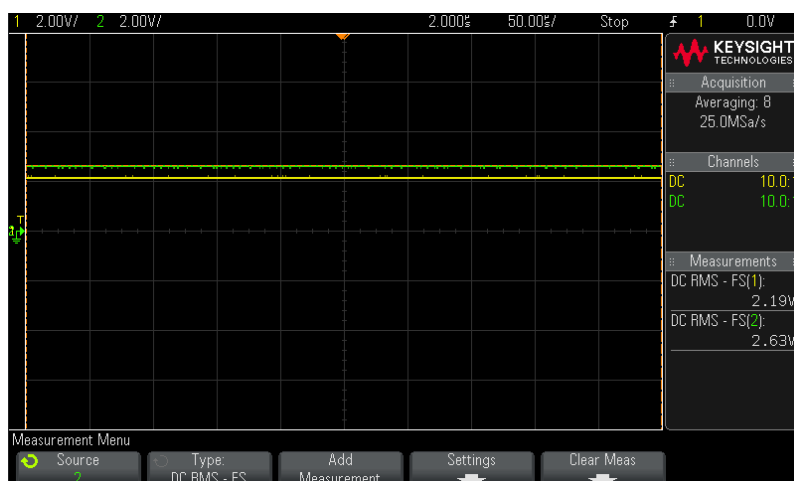


Figura 63 - Valores de tensão representativos da leitura de tensão e corrente

Na figura acima é possível de identificar qual a tensão presente em cada um dos sinais, sendo que pela cor verde é representada a tensão aos terminais da bateria e a amarelo a tensão de saída do circuito de condicionamento afeto à determinação da corrente de carga/descarga. Através das fórmulas definidas anteriormente e que representam o valor de tensão associado

a cada um dos circuitos de condicionamento utilizados, encontra-se abaixo a formulação para obter os valores de tensão presente aos terminais da bateria e de corrente no circuito quando os sinais de tensão são os apresentados na figura anteriormente apresentada.

Em primeiro lugar encontra-se apresentada a formulação no que respeita à tensão aos terminais da bateria quando o valor de tensão à saída do circuito de condicionamento de sinal é de 2,63 V.

$$V_{out} = \frac{3,3}{8,2} * V_{Battery} \quad (80)$$

$$\Leftrightarrow V_{Battery} = \frac{V_{out}}{3,3/8,2} \quad (81)$$

$$\Leftrightarrow V_{Battery} = \frac{2,63}{3,3/8,2} \quad (82)$$

$$\Leftrightarrow V_{Battery} = 6,54 \text{ V} \quad (83)$$

De referir que o valor de corrente que atravessa o circuito é determinado em função do valor de tensão à saída do circuito de condicionamento de sinal. Como se verifica no sinal de tensão apresentado anteriormente, o valor associado a este sinal é de 2,19 V que corresponde a uma corrente de carga de, aproximadamente, 0,25 A.

$$V_{ADC} = 1,859I + 1,731 \quad (84)$$

$$\Leftrightarrow 2,19 = 1,859I + 1,731 \quad (85)$$

$$\Leftrightarrow I = \frac{0,456}{1,859} = 0,25 \text{ A} \quad (86)$$

Como se comprova pela formulação acima o modo de carga encontra-se a ser realizado a corrente constante, uma vez que o valor de corrente determinado é positivo e corresponde ao valor de corrente de carga máximo pré-definido no código desenvolvido.

No que se concerne à descarga da bateria, esta foi realizada através da utilização de um sinal PWM com um *duty cycle* constante de 65% como o apresentado na Figura 64. Este valor de *duty cycle* garante que a tensão na carga associado ao conversor desenvolvido é de 12 V, sendo a carga existente puramente resistiva constituída por duas resistências de 100 Ω cada uma. Esta carga permite também limitar a corrente de descarga, de forma que a potência gerada não fosse muito elevada levando ao sobreaquecimento da carga.

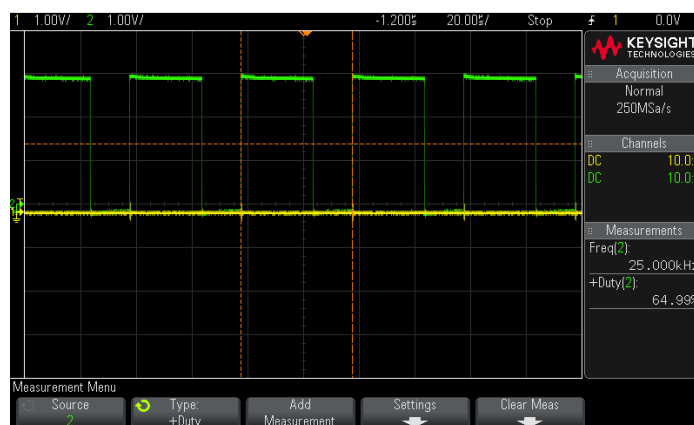


Figura 64 - Sinal de PWM aplicado ao *mosfet* de descarga

Uma vez que o modo de trabalho do sistema de gestão de energia é definido pelo utilizador na interface gráfica desenvolvida pelo meio de dois *switches*, foi associado ao *switch* de descarga um pino de saída do microcontrolador. Quando este pino se encontra no estado lógico “1” provoca uma queda de potencial na bobina do relé presente no circuito, que por sua vez, fechará o contacto normalmente aberto, o que resulta no isolamento da fonte primária de tensão, sendo a carga alimentada através da bateria dando início ao processo de descarga da mesma.

Na Figura 65 encontra-se ilustrado o início do processo de descarga da bateria aquando da ativação do respetivo pino de saída do microcontrolador. A verde encontra-se representada a transição do sinal da saída do nível lógico “0” para o nível lógico “1” e logo após esta transição inicia-se a descarga da bateria através da resistência de carga com recurso ao sinal PWM aplicado ao *mosfet* comutado aquando da descarga da bateria. Este sinal PWM encontra-se apresentado pela cor amarela.

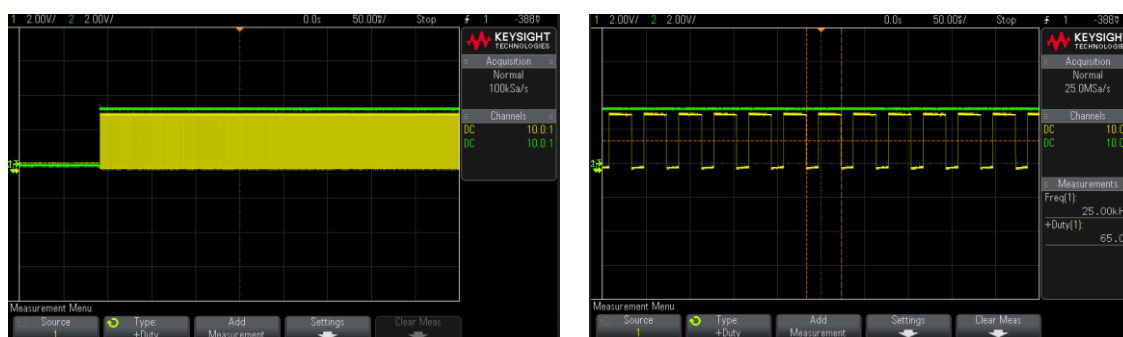


Figura 65 - Inicialização do processo de descarga e respetivo sinal de PWM gerado

Após comprovação do correto funcionamento dos sinais de controlo e das variáveis associadas à tensão aos terminais da bateria e da corrente de carga/descarga foram realizados na sua totalidade os processos de carga e descarga da bateria. Estes testes foram realizados de acordo com as seguintes premissas:

- O processo de carga é iniciado com uma corrente constante até se atingir a tensão de carga pré-definida;
- O processo de carga é transferido para um algoritmo de tensão constante assim que a tensão aos terminais da bateria atinge a tensão pré-estabelecida;
- A corrente de carga diminui progressivamente assim que a premissa anterior é finalizada;
- O processo de carga termina quando a corrente atinge um valor residual, aproximadamente, 0,04 A;
- O processo de descarga deverá terminar assim que a tensão aos terminais da bateria é inferior a 5,25 V;

Tendo em consideração as premissas acima procedeu-se à realização, em primeiro lugar, da carga da bateria com uma tensão de carga pré-definida de 6,8 V e uma corrente de carga máxima de 0,25 A. Este processo encontra-se ilustrado graficamente na Figura 66.

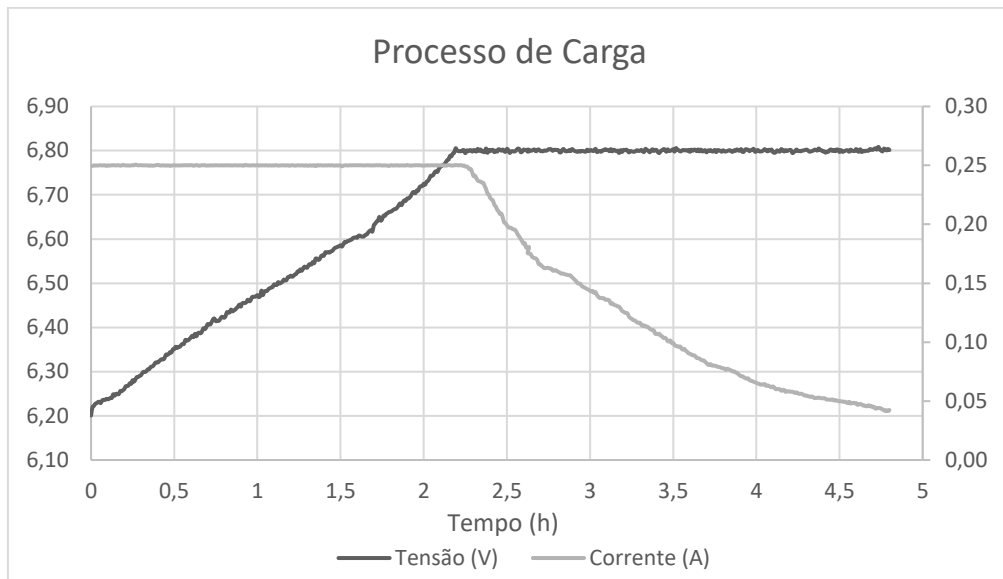


Figura 66 - Processo de carga através do algoritmo CC-CV prático

Como se verifica na figura acima, até às 2 horas e 25 minutos de teste, a bateria é carregada através do algoritmo de corrente constante, sendo esta de 0,25 A. Após se atingir a tensão de referência de carga, a corrente de carga começa a diminuir progressivamente, sendo o processo de carga realizado, posteriormente, em tensão constante. Este algoritmo de tensão constante é caracterizado por ser mais lento em comparação com o período de carga em corrente constante como é possível aferir na figura acima. Após obtenção do gráfico acima, este foi comparado com o gráfico teoricamente representativo do processo de carga da bateria e que se encontra presente na figura abaixo.

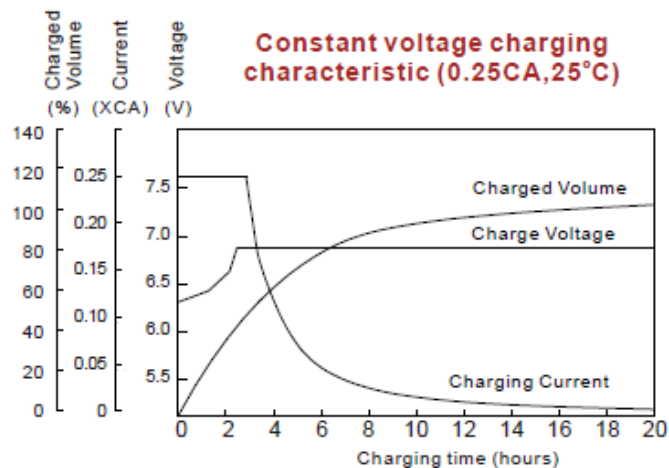


Figura 67 - Processo de carga através do algoritmo CC-CV teórico

De forma comparativa pode-se verificar que o processo de carga da bateria em termos teóricos tem uma duração de 20 horas, no entanto, em termos práticos foi considerado que este se trata de um ensaio prolongado que não faria qualquer sentido, pois não é representativo do grande objetivo deste projeto, que se trata de comprovar um perfeito funcionamento da gestão de fluxo de energia de forma bidirecional em função das pretensões do utilizador do mesmo. No que concerne à consideração das premissas anteriormente apresentadas, o período que ambos

os testes (teste prático e o presente no *datasheet* da bateria) foi semelhante quando é atingida uma corrente de 0,05 A, sendo que no teste prático a corrente de carga é superior em 0,04 A à utilizada no teste da Figura 67.

Após realização do processo de carga foi então levado a cabo o processo de descarga da bateria tendo como objetivo uma tensão aos terminais da carga de 12 V e que este processo se iria dar por concluído assim que a tensão aos terminais da bateria fosse de 5,25 V, de forma a não provocar uma sobre descarga da bateria. O processo de descarga é representado graficamente na Figura 68.

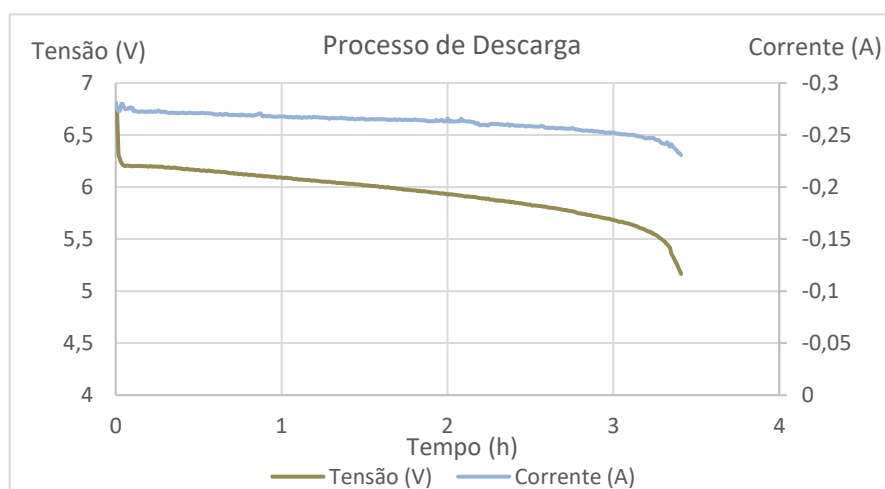


Figura 68 - Processo de descarga prático

Neste processo de descarga, a corrente que a bateria fornece à resistência de carga foi praticamente constante, como se pode verificar no gráfico anterior. Esta corrente foi cerca de 0,26 A, sendo que esta diminui ao longo do período de descarga, uma vez que ao longo deste processo a tensão aos terminais da bateria diminui, o que resulta consequentemente num decréscimo da corrente fornecida pela bateria, já que a carga é resistiva e o processo decorre em malha aberta. Após o término do processo de descarga da bateria, este é então comparado com o gráfico presente no *datasheet* do fabricante e que se encontra presente na figura abaixo.

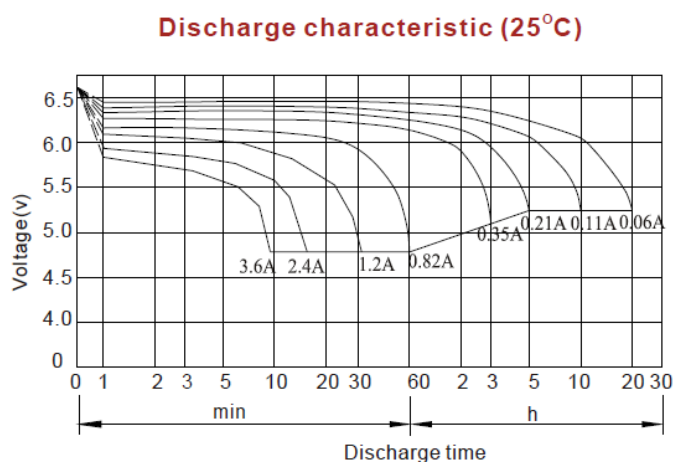


Figura 69 - Curvas teóricas representativas da descarga da bateria em função da corrente

Em termos comparativos, o processo de descarga foi de aproximadamente de 3 horas e meia, o que é aceitável, pois no gráfico acima não se encontra apresentado o comportamento da tensão aos terminais da bateria aquando de uma corrente de descarga de 0,26 A. No entanto, tendo como base as curvas representativas de uma descarga com uma corrente na ordem dos 0,35 A e 0,21 A, o período de descarga encontra-se dentro do intervalo de duração espectral.

6 Considerações Finais

Em termos gerais, o trabalho efetuado ao longo desta dissertação foi ao encontro do objetivo proposto, tendo sido possível compreender o funcionamento de um conversor DC-DC bidirecional constituído por duas fontes de energia independentes e o respetivo controlo em malha fechada. Este controlo foi desenvolvido tendo como base um controlo PI, que se caracteriza por potenciar a autonomia do sistema de gestão como um todo. Esta autonomia é verificada através da interface gráfica desenvolvida no software μ C/Probe, pois através desta o utilizador do sistema tem acesso às várias componentes que compõe o sistema desenvolvido e que se tornam essenciais para um correto funcionamento de um controlo em malha fechada, visto que este necessita de um constante feedback das grandezas que se pretende que este controle.

O controlo PI em malha fechada teve de sofrer alguns ajustes a nível prático relativamente aos valores de ganho de cada uma das componentes que o compõe, visto que os valores obtidos a nível matemático e os aplicados na simulação realizada via o *software* PLECS se encontravam um pouco desfasados dos valores utilizados na componente prática. Significa isto, que estes valores foram um pouco alterados para que a resposta do controlo fosse célere e que se mantivesse num valor estável sem a ocorrência de *overshoots* nem mesmo *undershoots*. Isto pode ser explicado pela alteração dos valores elétricos de alguns componentes utilizados no sistema implementado, adição de alguns componentes não previstos e à não linearidade da bateria utilizada.

Em termos práticos, o maior desafio foi o desenvolvimento do conversor bidirecional com a utilização dos componentes ao dispor, pois estes não são ideais em comparação com os implementados a nível de *software* com um especial ênfase para os sensores HCPL 7800 e CSLW6B1, uma vez que os circuitos associados ao sinal proveniente destes sensores tiveram que ser refinados com muito detalhe, pois as interferências nos sinais de tensão provenientes dos mesmos sofriam interferências exteriores que resultavam em resultados um pouco distantes do esperado. Isto obrigou à utilização de filtros RC bem calculados de forma que a frequência de comutação não originasse qualquer interferência em ambos os sensores. De salientar que devido ao isolamento ótico existente entre a entrada e saída do sensor HCPL 7800, houve a necessidade da implementação de alimentações isoladas, que obrigou à utilização de um conversor DC-DC isolado para separar ambas as alimentações à entrada e saída deste.

Adicionalmente, as interferências de sinal existentes ainda obrigaram à utilização de cabos isolados e com um custo superior para que os valores das variáveis que compunham o controlo efetuado não fossem manipuladas pelas interferências existentes.

A nível do código elaborado, a maior dificuldade foi definir os valores de ganho dos controladores desenvolvidos, inclusivamente como estes inflacionavam os valores de *duty cycle* associados a cada fase do controlo, ou seja, o *duty cycle* que serve de referência para o valor de corrente presente no circuito e ainda o *duty cycle* aplicado ao *mosfet* responsável pela carga da bateria. Uma vez que se tratava de dois controlos PI num único controlo encontrar a simbiose entre ambos foi um pouco complicado, no entanto, foi um dos objetivos conseguido.

A nível de interface, o intuito foi criar uma interface gráfica simples e de fácil visualização para que um comum cidadão que pretenda trabalhar com o sistema tenha uma visão clara do que pode obter e definir neste sistema, sendo que no projeto elaborado o utilizador apenas tem a possibilidade de definir o modo do conversor bidirecional, ou seja, em modo *Buck* (Carga da Bateria) e modo *Boost* (Descarga da Bateria) e a tensão de carga pretendida.

No que diz respeito às melhorias no sistema desenvolvido, estas englobam aspetos que podem ser aprimorados, sendo um destes a implementação de uma fonte de energia primária renovável como é o caso de um painel fotovoltaico e a utilização de uma bateria já usada e que serviu de base para a realização de um artigo durante o período de elaboração desta dissertação conjuntamente com o professor Rui Chibante (Chibante, R., Marques, R. e Ferreira, A. A., Digital control of a bidirectional converter for an energy storage system with a second life battery, International Conference on Innovation in Engineering, 26-28 Jun, Açores, Portugal, 2024). Desta forma é possível demonstrar que o sistema desenvolvido pode ser facilmente implementado num projeto real e que toda a dinâmica que este apresenta, tornando-o capaz de servir como base de projetos mais complexos que poderão surgir nesta área.

Referências

- Alsharif, A., Tan, C.W., Ayop, R., Ali Ahmed, A., Mohamed Khaleel, M. & Abobaker, A.K., 2022, *Power Management and Sizing Optimization for Hybrid Grid-Dependent System Considering Photovoltaic Wind Battery Electric Vehicle*, 2022 IEEE 2nd International Maghreb Meeting of the Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering, MI-STA 2022 - Proceeding, 645–649, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.
- Campagna, N., Castiglia, V., Miceli, R., Mastromauro, R.A., Spataro, C., Trapanese, M. & Viola, F., 2020, 'Battery models for battery powered applications: A comparative study', *Energies*, 13(15).
- Chen, M. & Rincón-Mora, G.A., 2006, 'Accurate electrical battery model capable of predicting runtime and I-V performance', *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 21(2), 504–511.
- Dehghanzadeh, A., Farahani, G., Vahedi, H. & Al-Haddad, K., 2018, 'Model predictive control design for DC-DC converters applied to a photovoltaic system', *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 103, 537–544.
- Dhanalakshmi, R. & Usha Rani, P., 2020, *A Review on Two-Stage Back End DC-DC Converters in On-Board Battery Charger for Electric Vehicle*, vol. 10.
- Elkholy, M.H., Metwally, H., Farahat, M.A., Nasser, M., Senjyu, T. & Lotfy, M.E., 2022, 'Dynamic centralized control and intelligent load management system of a remote residential building with V2H technology', *Journal of Energy Storage*, 52.
- Erb, D.C., Onar, O.C. & Khaligh, A., 2010, *Bi-directional charging topologies for plug-in hybrid electric vehicles*, *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, 2066–2072.
- Gao, Y., Zhang, X., Cheng, Q., Guo, B. & Yang, J., 2019, 'Classification and Review of the Charging Strategies for Commercial Lithium-Ion Batteries', *IEEE Access*, 7, 43511–43524.
- Hirsch, A., Parag, Y. & Guerrero, J., 2018, *Microgrids: A review of technologies, key drivers, and outstanding issues*, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 90, 402–411.
- Huang, B., Liu, L., Zhang, H., Li, Y. & Sun, Q., 2019, 'Distributed Optimal Economic Dispatch for Microgrids Considering Communication Delays', *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, 49(8), 1634–1642.
- Institute of Electrical and Electronics Engineers, no date, *2017 IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics (SMC) : Banff Center, Banff, Canada, October 5-8, 2017*.

- Isidor Buchmann, 2017, *Batteries in a Portable World - A Handbook on Rechargeable Batteries for Non-Engineers*.
- Islam, S., Iqbal, A., Marzband, M., Khan, I. & Al-Wahedi, A.M.A.B., 2022, *State-of-the-art vehicle-to-everything mode of operation of electric vehicles and its future perspectives*, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 166.
- Jadhav, S., Devdas, N., Nisar, S. & Bajpai, V., 2018, *Bidirectional DC-DC converter in Solar PV System for Battery Charging Application; Bidirectional DC-DC converter in Solar PV System for Battery Charging Application*.
- Kempton, W. & Tomić, J., 2005, 'Vehicle-to-grid power fundamentals: Calculating capacity and net revenue', *Journal of Power Sources*, 144(1), 268–279.
- Khalid, M.R., Khan, I.A., Hameed, S., Asghar, M.S.J. & Ro, J.S., 2021, *A Comprehensive Review on Structural Topologies, Power Levels, Energy Storage Systems, and Standards for Electric Vehicle Charging Stations and Their Impacts on Grid*, *IEEE Access*, 9, 128069–128094.
- Kummara, V.G.R., Zeb, K., Muthusamy, A., Krishna, T.N.V., Prabhudeva Kumar, S.V.S.V., Kim, D.H., Kim, M.S., Cho, H.G. & Kim, H.J., 2020, *A comprehensive review of DC–DC converter topologies and modulation strategies with recent advances in solar photovoltaic systems*, *Electronics (Switzerland)*, 9(1).
- Lam, L., Bauer, P. & Kelder, E., 2011, *A practical circuit-based model for Li-ion battery cells in electric vehicle applications*, *INTELEC, International Telecommunications Energy Conference (Proceedings)*.
- Liu, C., Chau, K.T., Wu, D. & Gao, S., 2013, 'Opportunities and challenges of vehicle-to-home, vehicle-to-vehicle, and vehicle-to-grid technologies', *Proceedings of the IEEE*, 101(11), 2409–2427.
- Liu, P., Zhang, W., Zhang, Y., Dai, X. & Wu, F., 2018, *Study on electrochemical impedance spectrum of C-LiFePO₄ power battery*, *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, vol. 452, Institute of Physics Publishing.
- Mumtaz, F., Zaihar Yahaya, N., Tanzim Meraj, S., Singh, B., Kannan, R. & Ibrahim, O., 2021, *Review on non-isolated DC-DC converters and their control techniques for renewable energy applications*, *Ain Shams Engineering Journal*, 12(4), 3747–3763.
- Olivier Tremblay, 2007, *A Generic Battery Model for the Dynamic Simulation of Hybrid Electric Vehicles*.
- Ronanki, D., Kelkar, A. & Williamson, S.S., 2019, 'Extreme fast charging technology—prospects to enhance sustainable electric transportation', *Energies*, 12(19).

- Saldaña, G., Martín, J.I.S., Zamora, I., Asensio, F.J. & Oñederra, O., 2019, 'Analysis of the current electric battery models for electric vehicle simulation', *Energies*, 12(14).
- Salima, L., Tahar, B. & Ali, B., 2022, *Study and analysis of power management of a Hybrid Solar Photovoltaic/Wind Power Systems, 2022 IEEE 21st international Ccnference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA)*, 412–417, IEEE.
- Samosir, A.S., Sutikno, T. & Mardiyah, L., 2023, 'Simple formula for designing the PID controller of a DC-DC buck converter', *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, 14(1), 327–336.
- Schwenzer, M., Ay, M., Bergs, T. & Abel, D., 2021, *Review on model predictive control: an engineering perspective, International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, 117(5–6), 1327–1349.
- Shepherd, C.M., 1965, 'Design of Primary and Secondary Cells', *Journal of The Electrochemical Society*, 112(7), 657.
- Stull Ron, 2021, *Isolated vs non-isolated power converters*.
- Sundaram, Y. & Nanjan, S., 2022, 'A Short Review on Battery Management System for Electric Vehicle', *Journal of Pharmaceutical Negative Results*, 13, 1026–1030.
- Taghizadeh, S., Hossain, M.J., Poursafar, N., Lu, J. & Konstantinou, G., 2020, 'A Multifunctional Single-Phase EV On-Board Charger with a New V2V Charging Assistance Capability', *IEEE Access*, 8, 116812–116823.
- Tan, K.M., Ramachandaramurthy, V.K. & Yong, J.Y., 2014, *Bidirectional battery charger for electric vehicle, 2014 IEEE Innovative Smart Grid Technologies - Asia, ISGT ASIA 2014*, 406–411, IEEE Computer Society.
- Tanscheit, R., 2004, *SISTEMAS FUZZY*, Rio de Janeiro.
- Tiwari, S., Dwivedi, B., Dave, M.P., Shrivastava, A., Agrawal, A. & Bhadoria, V.S., 2021, *Unit commitment problem in renewable integrated environment with storage: A review, International Transactions on Electrical Energy Systems*, vol. 31, John Wiley and Sons Ltd.
- TYCORUN, 2022, *WHAT ARE THE CHARGING METHODS OF THE POWER BATTERY?*
- Urias, O., 2022, *The D Flip-Flop (Quickstart Tutorial)*.
- Viswanatha, V., Ramachandra, A.C. & Venkata Siva Reddy, R., 2022, 'RETRACTED ARTICLE: Bidirectional DC-DC converter circuits and smart control algorithms: a review', *Journal of Electrical Systems and Information Technology*, 9(1).
- Yilmaz, M. & Krein, P.T., 2013, *Review of the impact of vehicle-to-grid technologies on distribution systems and utility interfaces, IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(12), 5673–5689.

Zhang, X., Zhang, W. & Lei, G., 2016, *A review of li-ion battery equivalent circuit models*, *Transactions on Electrical and Electronic Materials*, 17(6), 311–316.

Anexos

Anexo A Datasheet da bateria KB612



KB612 6V 1.2Ah(20hr)

The rechargeable batteries are lead-lead dioxide systems. The dilute sulfuric acid electrolyte is absorbed by separators and plates and thus immobilized. Should the battery be accidentally overcharged producing hydrogen and oxygen, special one-way valves allow the gases to escape thus avoiding excessive pressure build-up. Otherwise, the battery is completely sealed and is, therefore, maintenance-free, leak proof and usable in any position.



Battery Construction

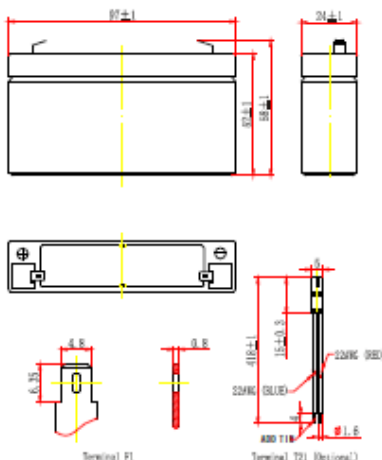
| | | | | | | | | |
|--------------|----------------|----------------|-----------|-------|--------------|-------------|------------|---------------|
| Component | Positive plate | Negative plate | Container | Cover | Safety valve | Terminal | Separator | Electrolyte |
| Raw material | Lead dioxide | Lead | ABS | ABS | Rubber | Copper/Plug | Fiberglass | Sulfuric acid |

General Features

- Absorbent Glass Mat (AGM) technology for efficient gas recombination of up to 99% and freedom from electrolyte maintenance or water adding.
- Not restricted for air transport-complies with IATA/ICAO Special Provision A67.
- UL-recognized component.
- Can be mounted in any orientation.
- Computer designed lead, calcium tin alloy grid for high power density.
- Long service life, float or cyclic applications.
- Maintenance-free operation.
- Low self discharge.

Dimensions and Weight

| | |
|--------------------------|-------------|
| Length(mm / inch) | 97 / 3.82 |
| Width(mm / inch) | 24 / 0.94 |
| Height(mm / inch) | 52 / 2.05 |
| Total Height(mm / inch) | 58 / 2.28 |
| Approx. Weight(Kg / lbs) | 0.31 / 0.68 |



Performance Characteristics

| | |
|--|------------|
| Nominal Voltage | 6V |
| Number of cell | 3 |
| Design Life | 3~5 years |
| Nominal Capacity 77°F(25°C) | |
| 20 hour rate (0.06A, 5.25V) | 1.2Ah |
| 10 hour rate (0.11A, 5.25V) | 1.1Ah |
| 5 hour rate (0.21A, 5.25V) | 1.05Ah |
| 1 hour rate (0.82A, 4.8V) | 0.82Ah |
| Internal Resistance | |
| Fully Charged battery 77°F(25°C) | 50mOhms |
| Self-Discharge | |
| 3% of capacity declined per month at 20°C(average) | |
| Operating Temperature Range | |
| Discharge | -20~80°C |
| Charge | -10~80°C |
| Storage | -20~80°C |
| Max. Discharge Current 77°F(25°C) | 18A(5s) |
| Short Circuit Current | 60A |
| Charge Methods: Constant Voltage Charge 77°F(25°C) | |
| Cycle use | 7.25-7.45V |
| Maximum charging current | 0.48A |
| Temperature compensation | -15mV/°C |
| Standby use | 6.8-6.9V |
| Temperature compensation | -10mV/°C |

Discharge Constant Current (Amperes at 77°F25°C)

| End Point Volts/Cell | 5min | 10min | 15min | 30min | 1h | 3h | 5h | 10h | 20h |
|----------------------|------|-------|-------|-------|------|------|------|------|------|
| 1.60V | 5.00 | 3.50 | 2.50 | 1.45 | 0.82 | 0.36 | 0.22 | 0.11 | 0.06 |
| 1.65V | 4.71 | 3.34 | 2.40 | 1.39 | 0.79 | 0.36 | 0.22 | 0.11 | 0.06 |
| 1.70V | 4.36 | 3.12 | 2.27 | 1.31 | 0.75 | 0.35 | 0.21 | 0.11 | 0.06 |
| 1.75V | 4.00 | 2.88 | 2.11 | 1.21 | 0.69 | 0.33 | 0.21 | 0.11 | 0.06 |
| 1.80V | 3.55 | 2.61 | 1.95 | 1.08 | 0.63 | 0.31 | 0.21 | 0.11 | 0.06 |

Discharge Constant Power (Watts at 77°F25°C)

| End Point Volts/Cell | 5min | 10min | 15min | 30min | 45min | 1h | 2h | 3h | 5h |
|----------------------|------|-------|-------|-------|-------|------|------|------|------|
| 1.60V | 8.80 | 6.02 | 4.80 | 2.75 | 2.08 | 1.64 | 1.00 | 0.72 | 0.50 |
| 1.65V | 7.38 | 5.73 | 4.58 | 2.63 | 1.99 | 1.58 | 0.96 | 0.69 | 0.50 |
| 1.70V | 6.93 | 5.40 | 4.33 | 2.50 | 1.87 | 1.47 | 0.90 | 0.65 | 0.48 |
| 1.75V | 6.44 | 5.02 | 4.02 | 2.34 | 1.71 | 1.37 | 0.83 | 0.61 | 0.48 |
| 1.80V | 5.84 | 4.56 | 3.61 | 2.13 | 1.52 | 1.21 | 0.73 | 0.54 | 0.48 |

(Note)The above characteristics data are average values obtained within three charge/discharge cycles not the minimum values.

Figura 70 - Ficha Técnica da Bateria (pág. 1 de 2)

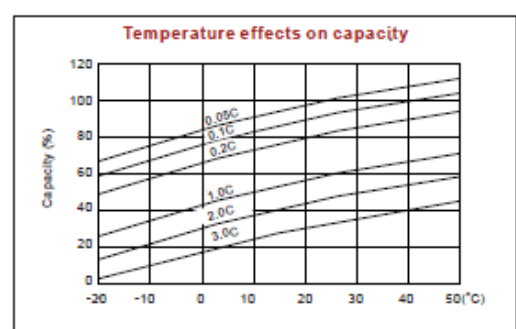
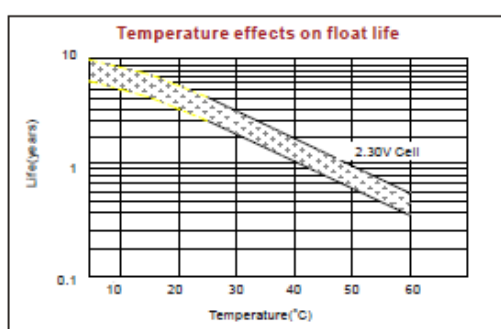
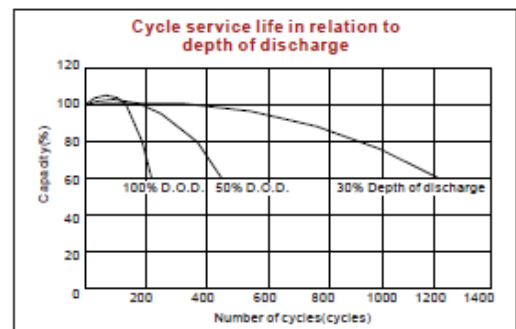
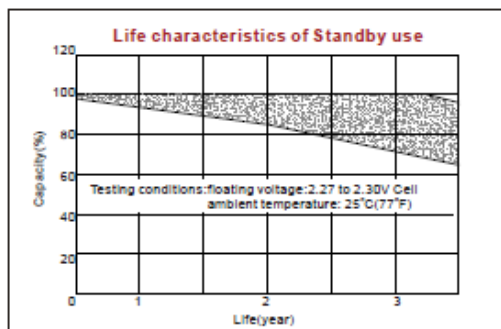
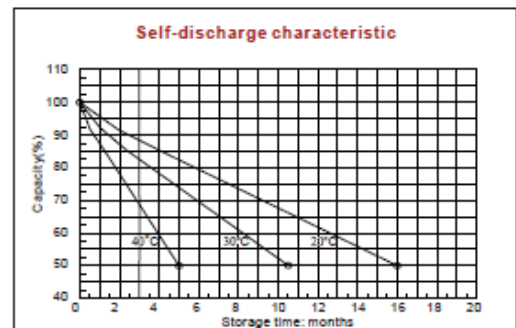
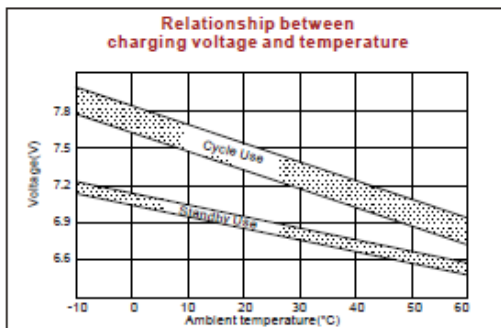
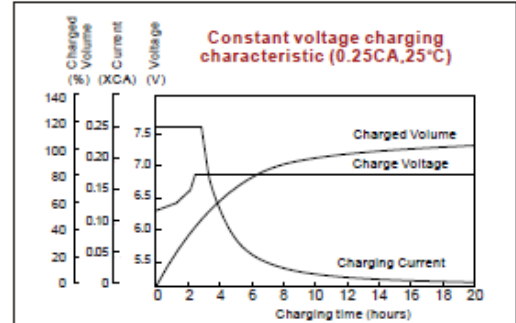
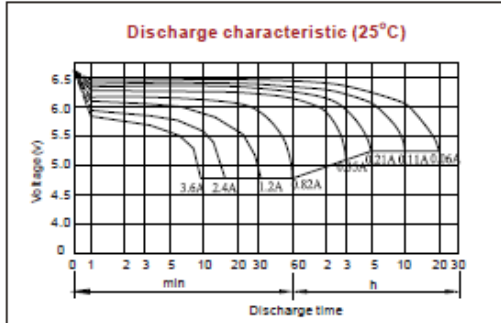


Figura 71 - Ficha Técnica da Bateria (pág. 2 de 2)

Anexo B Código do programa elaborado

```
2 * main.c
3
4
5 #include "DAVE.h" //Declarations from DAVE Code Generation (includes SFRdeclaration)
6
7 uint32_t pin_status;
8 uint32_t pin_status2;
9 uint16_t resultA, resultB;
10 uint16_t counter = 0;
11
12 #define Ts 0.00004F
13 #define Kp 1.00F
14 #define Ki 2.90F
15
16 float tensaoA = 0.00F, tensaoB=0.00F;
17 float corrente = 0.00F;
18 float tensao_REF=0.00F;
19 float duty_cycle = 0.00F;
20
21 float error=0.0F;
22 float prev_error=0.0F;
23 float pi_out=0.0F;
24 float pi_out_sat=0.0F;
25 float prev_pi_out=0.0F;
26 float detect_sat=1.0F;
27
28 float error_corrente=0.0F;
29 float prev_error_corrente=0.0F;
30 float pi_out_corrente=0.0F;
31 float pi_out_sat_corrente=0.0F;
32 float prev_pi_out_corrente=0.0F;
33 float detect_sat_corrente=1.0F;
34
35 //ADC media
36 float tensao_newA=0.0F;
37 float tensao_sumA=0.0F;
38 float tensao_vecA[2000];
39 float tensao_averageA=0.0F;
40 uint16_t tensao_counterA =0;
41 const uint16_t tensao_counter_maxA =2000;
42
43 float tensao_newB=0.0F;
44 float tensao_sumB=0.0F;
45 float tensao_vecB[2000];
46 float tensao_averageB=0.0F;
47 uint16_t tensao_counterB =0;
48 const uint16_t tensao_counter_maxB = 2000;
49
50 int main(void)
51 {
52
53     DAVE_Init();           /* Initialization of DAVE APPS */
54
55     for(tensao_counterA=0; tensao_counterA < tensao_counter_maxA; tensao_counterA++)
56         tensao_vecA[tensao_counterA] = 0;
57         tensao_counterA = 0;
58
59
60     for(tensao_counterB=0; tensao_counterB < tensao_counter_maxB; tensao_counterB++)
61         tensao_vecB[tensao_counterB] = 0;
62         tensao_counterB = 0;
63
```

Figura 72 - Código do programa (pág. 1 de 3)

```

64 while(1U)
65 {
66
67     if(pin_status == 1)
68     {
69         PWM_SetDutyCycle(&PWM_1,duty_cycle);
70     }
71     else
72     {
73         PWM_SetDutyCycle(&PWM_1, 0);
74     }
75
76     if(pin_status2 == 1)
77     {
78         PWM_SetDutyCycle(&PWM_2, 6500);
79         DIGITAL_IO_SetOutputHigh(&DIGITAL_IO_0);
80     }
81     else
82     {
83         PWM_SetDutyCycle(&PWM_2, 0);
84         DIGITAL_IO_SetOutputLow(&DIGITAL_IO_0);
85     }
86 }
87 }
88
89 void int_base_time(void)
90
91 {
92     if(pin_status == 1)
93     {
94         error = tensao_REF-tensaoA;
95
96         pi_out = prev_pi_out + Kp * (error-prev_error) + (Ki * Ts)*(error + prev_error);
97
98         prev_error = error;
99
100        pi_out_sat = pi_out;
101        pi_out_sat = (pi_out_sat > 0.25F) ? 0.25F : pi_out_sat ;
102        pi_out_sat = (pi_out_sat < 0.00F) ? 0.00F : pi_out_sat ;
103
104        prev_pi_out = pi_out_sat;
105
106        // Com Anti-windup
107
108        if((pi_out_sat - pi_out) < -0.0001 || (pi_out_sat - pi_out) > 0.0001)
109            detect_sat = 0.00F;
110        else
111            detect_sat = 1.00F;
112
113        error_corrente=pi_out_sat-corrente;
114
115        pi_out_corrente = prev_pi_out_corrente + Kp * (error_corrente-prev_error_corrente)
+ (Ki * Ts)*(error_corrente + prev_error_corrente);
116
117        prev_error_corrente = error_corrente;
118
119        pi_out_sat_corrente = pi_out_corrente;
120        pi_out_sat_corrente = (pi_out_sat_corrente > 1.0F) ? 1.0F : pi_out_sat_corrente ;
121        pi_out_sat_corrente = (pi_out_sat_corrente < 0.00F) ? 0.00F : pi_out_sat_corrente ;
122
123        prev_pi_out_corrente = pi_out_sat_corrente;
124

```

Figura 73 - Código do programa (pág. 2 de 3)

```

125
126     duty_cycle = pi_out_sat_corrente*10000;
127
128     if((pi_out_sat_corrente - pi_out_corrente) < -0.0001 || (pi_out_sat_corrente -
pi_out_corrente) > 0.0001)
129
130         detect_sat_corrente = 0.00F;
131     else
132         detect_sat_corrente = 1.00F;
133 }
134 }
135
136 void int_adc(void)
137
138 {
139
140     resulta = ADC_MEASUREMENT_ADV_GetResult(&ADC_MEASUREMENT_ADV_0_Channel_A);
141
142     tensao_newA=resultA;
143     tensao_sumA = tensao_sumA - tensao_vecA[tensao_counterA] + tensao_newA;
144     tensao_vecA[tensao_counterA] = tensao_newA;
145     tensao_counterA++;
146     if (tensao_counterA > tensao_counter_maxA-1)
147         tensao_counterA = 0;
148     tensao_averageA = tensao_sumA/tensao_counter_maxA;
149
150     tensaoA=8.2*tensao_averageA/4095;
151
152
153     resultB = ADC_MEASUREMENT_ADV_GetResult(&ADC_MEASUREMENT_ADV_0_Channel_B);
154
155     tensao_newB=resultB;
156     tensao_sumB = tensao_sumB - tensao_vecB[tensao_counterB] + tensao_newB;
157     tensao_vecB[tensao_counterB] = tensao_newB;
158     tensao_counterB++;
159     if (tensao_counterB > tensao_counter_maxB-1)
160         tensao_counterB = 0;
161     tensao_averageB = tensao_sumB/tensao_counter_maxB;
162
163     corrente=(0.538*(3.3*tensao_averageB/4095)-0.931);
164
165 }
166

```

Figura 74 - Código do programa (pág. 3 de 3)

DECLARAÇÃO DE INTEGRIDADE

DECLARAÇÃO DE INTEGRIDADE

Declaro ter conduzido este trabalho académico com integridade. Não plagiei ou apliquei qualquer forma de uso indevido de informações ou falsificação de resultados ao longo do processo que levou à sua elaboração.

Declaro que o trabalho apresentado neste documento é original e de minha autoria, não tendo sido utilizado anteriormente para nenhum outro fim.

Declaro ainda que tenho pleno conhecimento do Código de Conduta Ética do P.PORTO.

ISEP, Porto, 18 de junho de 2024

Rui Marques