



# CONVERSOR DE ALIMENTAÇÃO DE ALTA PRECISÃO PARA UM SISTEMA EMULADOR DE CÉLULAS DE BATERIA

**RUI TIAGO DIOGO BESSA**

novembro de 2025

# BATTERYMIRROR: HIGH PRECISION POWER CONVERTER FOR A BATTERY CELL EMULATOR SYSTEM

Rui Tiago Diogo Bessa

Departamento de Engenharia Eletrotécnica

Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Área de Especialização em Automação e Sistemas



Relatório elaborado para satisfação parcial dos requisitos da Unidade Curricular de  
Tese/Dissertação do Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Candidato: Rui Tiago Diogo Bessa, N° 1191050, 1191050@isep.ipp.pt

Orientação científica: Professor Alexandre Miguel Marques Silveira, asi@isep.ipp.pt

Empresa: Controlar – Eletrónica Industrial e Sistemas, S.A.

Supervisão: Rafael Gustavo Sousa Gonçalves, rafael.goncalves@pt.controlar.com



Departamento de Engenharia Eletrotécnica  
Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores  
Área de Especialização em Automação e Sistemas

**2025**







## Resumo

O aumento de variedade e produção de baterias implica o desenvolvimento de dispositivos capazes de simular as diferentes características de cada tipo de célula, permitindo a testagem dos componentes constituintes de um pacote de baterias. O teste destes componentes deve não só compreender as características normais de funcionamento, assim como características extremas, dificilmente emuladas com o ambiente normal de funcionamento. É então relevante o desenvolvimento de sistemas capazes de emular estas condições.

O presente trabalho descreve a conceção e validação de um emulador de baterias, capaz de reproduzir com elevada fidelidade e precisão o comportamento elétrico de diferentes tecnologias de armazenamento de energia. A solução proposta baseia-se na implementação de um sistema parametrizável, capaz de simular as características dinâmicas e estáticas de uma bateria real, assegurando a replicação do seu perfil de tensão em função do estado de carga, corrente e condições de operação.

Na sua implementação, foi projetado e desenvolvido um sistema de emulação composto por hardware de conversão e controlo, aliado a algoritmos otimizados de gestão e compensação de erro. Para facilitar a aplicação e o controlo deste sistema, foi implementada uma interface gráfica.

Realiza-se a validação destas capacidades através de diferentes metodologias, fundamentadas na comparação da amostragem de várias grandezas, realizadas com o próprio sistema e por um multímetro de alta precisão, *Keysight 34461A*. A metodologia de validação também incluiu a caracterização experimental de células reais, cuja informação foi utilizada para ajustar os parâmetros do modelo e validar a resposta do emulador.

Os resultados obtidos demonstram que o sistema desenvolvido apresenta elevada precisão na reprodução dos comportamentos de diferentes tipologias de baterias, quando na ausência de carga. Com a sua resposta dinâmica, garante erros satisfatórios na medição de corrente, que contrastam com o erro elevado na definição de tensão causado pela ausência de um estágio de filtragem e uma compensação da tensão aos terminais da carga. Assim,

o emulador proposto revela-se uma ferramenta com potencial para testes laboratoriais de sistemas de conversão, gestão e integração de baterias, reduzindo custos e riscos associados à utilização de células reais.

## *Palavras-Chave*

Baterias, emulador de baterias, características extremas, fidelidade, precisão, algoritmos de controlo, amostragem, caracterização de células reais, resposta dinâmica, estágio de filtragem, compensação da tensão.

## *Abstract*

The increased variety and production of batteries requires the development of devices capable of simulating the different characteristics of each cell type, allowing the testing of the components within a battery pack. Assessing these components must encompass not only normal operating characteristics, but also extreme characteristics that are difficult to emulate in a normal operating environment. Therefore, the development of systems capable of emulating these conditions is crucial.

This work describes the design and validation of a battery emulator capable of reproducing the electrical behavior of different energy storage technologies with high fidelity and accuracy. The proposed solution is based on the implementation of a parameterizable system capable of simulating the dynamic and static characteristics of a real battery, ensuring the replication of its voltage profile depending on the state of charge, current, and operating conditions.

For its implementation, an emulation system was designed and developed, consisting of conversion and control hardware, combined with optimized error management and compensation algorithms. To facilitate the application and control of this system, a graphical interface was implemented.

These capabilities are validated using different methodologies, based on the comparison of sampling of various quantities, performed with the system itself and a high-precision Keysight 34461A multimeter. The validation methodology also included the experimental characterization of real cells, whose information was used to adjust the model parameters and validate the emulator's response.

The results demonstrate that the developed system presents high accuracy in reproducing the behavior of distinct types of batteries when unloaded. With its dynamic response, it ensures satisfactory errors in current measurements, which contrasts with the high error in voltage determination caused by the lack of a filtering stage and voltage compensation at the load terminals. Thus, the proposed emulator proves to be a potential tool for

laboratory testing of battery conversion, management, and integration systems, reducing the costs and risks associated with using real cells.

## *Keywords*

Batteries, battery emulator, extreme characteristics, fidelity, precision, control algorithms, sampling, real cell characterization, dynamic response, filtering stage, voltage release.





## Résumé

La diversité et la production croissantes des batteries nécessitent le développement de dispositifs capables de simuler les différentes caractéristiques de chaque type de cellule, permettant ainsi de tester les composants d'un pack batterie. Ces tests doivent couvrir non seulement les caractéristiques de fonctionnement normal, mais aussi les caractéristiques extrêmes difficiles à reproduire dans un environnement de fonctionnement normal. Par conséquent, le développement de systèmes capables d'émuler ces conditions est crucial.

Ce travail décrit la conception et la validation d'un émulateur de batterie capable de reproduire le comportement électrique de différentes technologies de stockage d'énergie avec une grande fidélité et précision. La solution proposée repose sur la mise en œuvre d'un système paramétrable capable de simuler les caractéristiques dynamiques et statiques d'une batterie réelle, garantissant la réplique de son profil de tension en fonction de l'état de charge, du courant et des conditions de fonctionnement.

Pour sa mise en œuvre, un système d'émulation a été conçu et développé, composé de matériel de conversion et de contrôle, associé à des algorithmes optimisés de gestion et de compensation des erreurs. Pour faciliter l'application et le contrôle de ce système, une interface graphique a été implémentée.

Ces capacités sont validées à l'aide de différentes méthodologies, basées sur la comparaison d'échantillonnages de différentes quantités, réalisés avec le système lui-même et un multimètre Keysight 34461A de haute précision. La méthodologie de validation comprenait également la caractérisation expérimentale de cellules réelles, dont les informations ont été utilisées pour ajuster les paramètres du modèle et valider la réponse de l'émulateur.

Les résultats démontrent que le système développé reproduit avec une grande précision le comportement de différents types de batteries à vide. Grâce à sa réponse dynamique, il garantit des erreurs satisfaisantes dans la mesure du courant, contrairement à la forte erreur dans la détermination de la tension due à l'absence d'étage de filtrage et de compensation de tension aux bornes de charge. Ainsi, l'émulateur proposé s'avère un outil

potentiel pour les tests en laboratoire des systèmes de conversion, de gestion et d'intégration de batteries, réduisant ainsi les coûts et les risques liés à l'utilisation de cellules réelles.

## *Mots-clés*

Batteries, émulateur de batterie, caractéristiques extrêmes, fidélité, précision, algorithmes de contrôle, échantillonnage, caractérisation de cellules réelles, réponse dynamique, étage de filtrage, compensation de tension.



<b>ÍNDICE</b>	
<b>RESUMO</b> .....	<b>VII</b>
<b>PALAVRAS-CHAVE</b> .....	<b>VIII</b>
<b>ABSTRACT</b> .....	<b>IX</b>
<b>KEYWORDS</b> .....	<b>X</b>
<b>RÉSUMÉ</b> .....	<b>XIII</b>
<b>MOTS-CLÉS</b> .....	<b>XIV</b>
<b>ÍNDICE DE FIGURAS</b> .....	<b>XIX</b>
<b>ÍNDICE DE TABELAS</b> .....	<b>XXIII</b>
<b>ACRÓNIMOS</b> .....	<b>XXV</b>
<b>1. INTRODUÇÃO</b> .....	<b>1</b>
1.1.CONTEXTUALIZAÇÃO .....	3
1.2.OBJETIVOS .....	3
1.3.CALENDARIZAÇÃO.....	4
1.4.ORGANIZAÇÃO DO RELATÓRIO.....	4
<b>2. FUNDAMENTOS DE SISTEMAS DE BATERIAS</b> .....	<b>7</b>
2.1.CÉLULAS .....	8
2.2.MODELOS DE CIRCUITOS EQUIVALENTES.....	10
<b>3. CONVERSORES</b> .....	<b>15</b>
3.1.RETIFICADOR POR PONTE DE DÍODO MONOFÁSICA .....	15
3.2.INVERSORES.....	16
3.3.CONTROLO POR PWM .....	18
3.4.CONVERSORES CC/CC.....	20
<b>4. PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO</b> .....	<b>27</b>
4.1.PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO.....	27
<b>5. SOLUÇÕES ATUAIS PARA A SIMULAÇÃO DE UMA BATERIA</b> .....	<b>35</b>
5.1.EXPOSIÇÃO DO PROBLEMA A RESOLVER .....	36
5.2.RESTRIÇÕES NO PROJETO DA PLATAFORMA DE EMULAÇÃO DE BATERIAS .....	37
5.3.DESIGN DA PLATAFORMA DO SIMULADOR DE BATERIAS.....	39
5.4.CARACTERIZAÇÃO DO SISTEMA PADRÃO E DO MÓDULO EMULADOR DE TENSÃO.....	42
5.5.POSSÍVEIS MELHORIAS DO SISTEMA ANALISADO .....	47
<b>6. DESENVOLVIMENTO DA SOLUÇÃO</b> .....	<b>49</b>

6.1.ARQUITETURA .....	49
6.2.DESIGN DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO .....	51
6.3.SAÍDA EM TENSÃO DA SOLUÇÃO .....	53
6.4.SAÍDA EM CORRENTE DA SOLUÇÃO.....	60
6.5.INTERFACE GRÁFICA .....	66
<b>7. CONCLUSÃO .....</b>	<b>69</b>
7.1.ANÁLISE DA SAÍDA E MEDIÇÃO EM TENSÃO .....	69
7.2.ANÁLISE DA MEDIÇÃO DE CORRENTE .....	71
7.3.CONCLUSÃO .....	72
<b>REFERÊNCIAS DOCUMENTAIS .....</b>	<b>73</b>



## Índice de Figuras

<b>Figura 1</b>	Trimestre de vendas de carros elétricos por região, 2021 – 2024 [1].	2
<b>Figura 2</b>	Diagrama esquemático de uma célula de ião de lítio [3].	9
<b>Figura 3</b>	Modelos de uma célula [5].	11
<b>Figura 4</b>	Modelo equivalente de Thevenin [5].	11
<b>Figura 5</b>	Retificador por Ponte de Díodo Monofásica [7].	16
<b>Figura 6</b>	Conversor Monofásico em Meia Ponte [8].	16
<b>Figura 7</b>	Conversor Monofásico em Ponte Completa [8].	17
<b>Figura 8</b>	Comparador com saída PWM [7].	18
<b>Figura 9</b>	Comparação entre sinal portador triangular e sinal sinusoidal [7].	19
<b>Figura 10</b>	Resultado PWM para o par A de MOSFETs [7].	19
<b>Figura 11</b>	Resultado PWM para o par B de MOSFETs [7].	19
<b>Figura 12</b>	Resultado da onda de saída CA do inversor [7].	19
<b>Figura 13</b>	Conversor Elevador ( <i>Boost</i> ) [9].	20
<b>Figura 14</b>	Formas de onda do conversor Elevador. (a) Tensão na bobina. (b) Corrente na bobina. (c) Corrente no diodo. (d) Corrente no condensador [8].	21
<b>Figura 15</b>	Conversor Abaixador ( <i>Buck</i> ) [9].	22
<b>Figura 16</b>	Formas de onda do conversor Abaixador. (a) Tensão na bobina. (b) Corrente na bobina. (c) Corrente no condensador [8].	23
<b>Figura 17</b>	Conversor Elevador/Abaixador ( <i>Buck-Boost</i> ) [9].	23

<b>Figura 18</b>	Formas de onda conversor Elevador/Abaixador. (a) Corrente na bobina. (b) Tensão na bobina. (c) Corrente no diodo. (d) Corrente no condensador [8].	24
<b>Figura 19</b>	Conversor Cúk [8].	25
<b>Figura 20</b>	Processo de eletrodeposição [10].	28
<b>Figura 21</b>	Processo de laminação [10].	29
<b>Figura 22</b>	Diferentes tipos de vias: (1) Cega, (2) Enterrada, (3) Passante [11].	29
<b>Figura 23</b>	Padrão de encapsulamento de um componente com <i>Quad-Flat-No Lead</i> com vias térmicas no centro [11].	31
<b>Figura 24</b>	Seção transversal de um componente montado numa PCB com um plano desenhado para a transferência de calor [12].	31
<b>Figura 25</b>	Exemplo de uma via aliviadora térmica [11].	32
<b>Figura 26</b>	Conjunto de camadas necessárias para a produção de uma PCB [11].	32
<b>Figura 27</b>	Arquitetura do sistema presente em [13], [14], [15].	39
<b>Figura 28</b>	Modulo padrão: Diagrama de blocos (a) e render 3D (b) [13], [14], [15].	40
<b>Figura 29</b>	Arquitetura do módulo: emulador de tensão (a); emulador de sensores de corrente (b); emulador de sensores de temperatura (c) [14].	41
<b>Figura 30</b>	Caracterização da capacidade de definição (a) e leitura (b) erro em vazio [14].	43
<b>Figura 31</b>	Imagem térmica do OPA569 medida com uma câmara de infravermelhos Flir50 [14].	44
<b>Figura 32</b>	Erro na definição da tensão de saída (a) e erro na leitura da tensão de saída (b) para diferentes valores de corrente de saída imposta. Erros em função do valor programado, erro de definição e leitura em vazio (gráficos na parte superior). Média	

dos erros de definição e de leitura em função da corrente de saída (gráficos da parte inferior) [14].	45
<b>Figura 33</b> Erro médio da corrente medida em função do valor de tensão de saída programado (gráficos na parte superior). Média dos erros de leitura da corrente de saída em função da corrente definida à saída. (gráficos da parte inferior) [14].	46
<b>Figura 34</b> Arquitetura da solução.	51
<b>Figura 35</b> Placa de circuito impresso desenvolvida (a) vista frontal (b) vista traseira.	52
<b>Figura 36</b> Representação das camadas da PCB desenvolvida (a) vista frontal (b) vista traseira.	52
<b>Figura 37</b> PCB desenvolvida (a) vista frontal (b) vista traseira.	53
<b>Figura 38</b> Controlador PID digital.	54
<b>Figura 39</b> Erro de leitura de tensão em função do código de saída do DAC.	55
<b>Figura 40</b> Erro de definição de tensão em função do código de saída do DAC.	56
<b>Figura 41</b> Erro de definição de tensão em função da tensão de saída pretendida.	57
<b>Figura 42</b> Erro médio de definição de tensão em função da tensão de saída pretendida, com diferentes valores de corrente de saída.	58
<b>Figura 43</b> Erro médio de leitura de tensão em função da tensão de saída pretendida, com diferentes valores de corrente de saída.	59
<b>Figura 44</b> Resposta em frequência do sistema desenvolvido.	60
<b>Figura 45</b> Erro médio relativo de leitura de correntes de baixo módulo em função da tensão de saída pretendida, com diferentes valores de corrente de saída.	64
<b>Figura 46</b> Erro médio relativo de leitura de corrente de alto módulo em função da tensão de saída pretendida, com diferentes valores de corrente de saída.	65
<b>Figura 47</b> Interface gráfica desenvolvida.	67



## *Índice de Tabelas*

Tabela 1	Calendarização do projeto.	4
Tabela 2	Componentes de células eletroquímicas [3].	10
Tabela 3	Restrições no design do emulador de tensões de células [11].	39
Tabela 4	Restrições no design do emulador de tensões de células [11].	47
Tabela 5	Configurações para medição de corrente com o INA186.	62



## *Acrónimos*

ADC	–	Analog-to-Digital Converter
Ah	–	Ampere-hora
AmpOp	–	Amplificador Operacional
API	–	Application Programming Interface
BMS	–	Battery Management Systems
CA	–	Corrente Alternada
CC	–	Corrente Contínua
ENIG	–	Electroless Nickel Immersion Gold
ESR	–	Equivalent Series Resistance
EVI	–	Electrical Vehicle Initiative
EVs	–	Electrical Vehicles
GPIO	–	General-Purpose Input/Output
HASL	–	Hot Air Solder Leveling
HEVs	–	Hybrid Electrical Vehicles
HiL	–	Hardware-in-Loop
HTTP	–	Hypertext Transfer Protocol
I2C	–	Inter-Integrated Circuit
ImSn	–	Immersion Tin
JSON	–	JavaScript Object Notation

- LFP – Lithium-Iron-Phosphate
- Li-ion – Lithium-Ion
- MOSFET – Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
- NTC – Negative Temperature Coefficient
- OVP – Overvoltage Protection
- PCB – Printed Circuit Board
- PHEVs – Plug-in Hybrid Electrical Vehicles
- PID – Proporcional-Integral-Derivativo
- PTC – Positive Temperature Coefficient
- PWM – Pulse Width Modulation
- QFN – Quad-Flat-No Lead
- REST – Representational State Transfer
- RLC – Resistência-Indutância-Capacitância
- SMU – Source Measure Unit
- SOC – State of Charge
- SOH – State of Health
- SPI – Serial Peripheral Interface
- URI – Uniform Resource Identifier

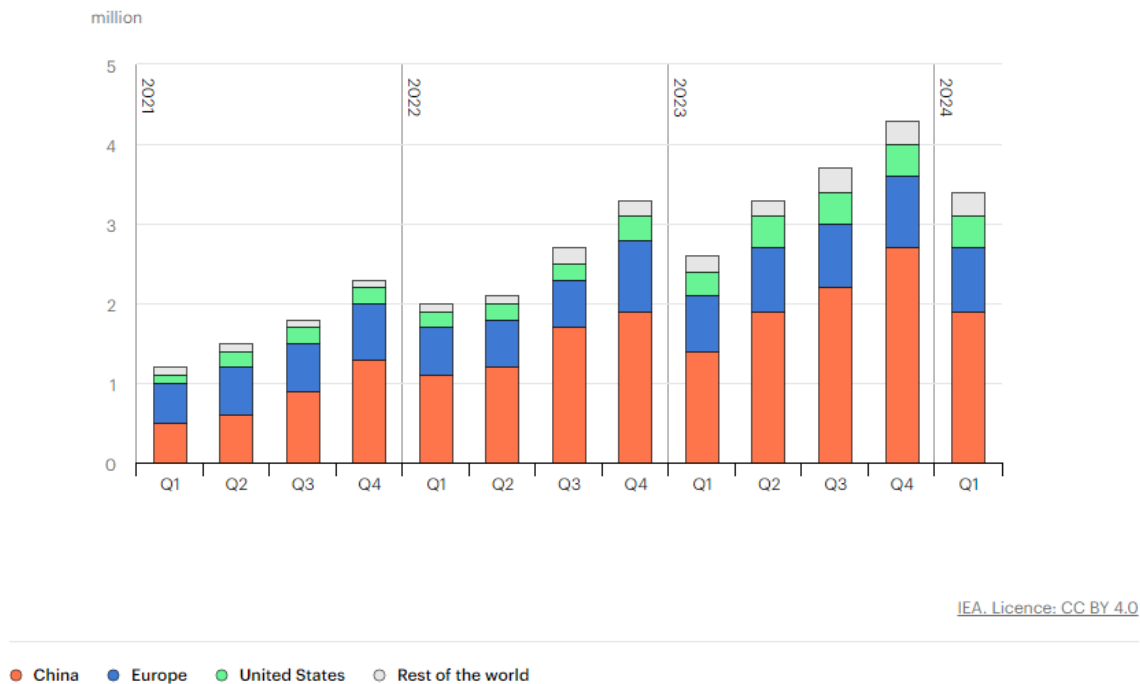




# 1. INTRODUÇÃO

O setor dos transportes continua a ser um dos mais responsáveis para a contribuição mundial do efeito de estufa através da emissão de gases resultantes da combustão. O aumento da necessidade e vontade pública de limitar as contribuições neste setor geram conseqüentemente o aumento de produção de veículos elétricos (EVs – *Electrical Vehicle*), veículos elétricos híbridos (HEVs – *Hybrid Electrical Vehicles*) e veículos elétricos híbridos plug-in (PHEVs – *Plug-in Hybrid Electrical Vehicles*). Tal tendência motiva os produtores destes veículos a desenvolver produtos amigáveis para o ambiente e de alta performance com poucas ou zero emissões. A *Electrical Vehicle Initiative* (EVI) espera que as vendas de carros elétricos continuem a crescer - em 2023, mais de 2,3 milhões de carros elétricos foram vendidos no primeiro quarto do ano, mais 25% do que no mesmo período no ano anterior (Figura 1) -, atingindo a expectativa de 14 milhões de carros vendidos no final do ano, algo correspondente a cerca de 18% do total mundial de vendas de carros.

#### Quarterly electric car sales by region, 2021-2024



**Figura 1** Trimestre de vendas de carros elétricos por região, 2021 – 2024 [1].

O aumento na procura por veículos elétricos aumenta também a demanda por baterias automotivas de íões de lítio (Li-ion – *Lithium-ion*), a qual viu um aumento de 65% para 550 GWh em 2022, em relação aos cerca de 330 GWh em 2021 [2]. Nem todos os produtores de baterias estão focados na mesma tecnologia e novas alternativas aos íões de lítio convencionais estão a surgir. A percentagem de produtos químicos de fosfato de ferro-lítio (LFP - *Lithium-Iron-Phosphate*) atingiu o seu ponto mais alto de sempre, impulsionada principalmente pela China, que atualmente possui cadeias de produção de baterias de íões de sódio (sem lítio), com mais de 100 GWh de capacidade de produção.

O aumento de variedade e produção de baterias implica o desenvolvimento de dispositivos capazes de simular as diferentes características de cada tipo de célula, permitindo a testagem dos componentes constituintes num pacote de baterias. Tendo isto em mente, a solução a desenvolver apresentada pretende ser um equipamento modular que permita de forma fácil a emulação de células de baterias de diferentes características, mas também preparado para inovações futuras neste mercado. Refira-se que a exploração desta solução passará pela fase pré-industrial, isto é, pela construção de um protótipo que será integrado numa instalação piloto, de forma a ser testado em condições reais de serviço.

## 1.1. CONTEXTUALIZAÇÃO

Este projeto surge da necessidade de a Controlar aumentar a sua competitividade no mercado de elaboração de máquinas de teste de sistemas de gerenciamento de baterias (BMS – *Battery Management Systems*) aplicados no setor automóvel. Para desenvolver um método de testagem que verifique toda a especificação de um BMS, é necessário conseguir reproduzir diferentes células em variadas condições de estados de carga e de vida. Com pouca pesquisa realizada internamente sobre este tema, foi natural a proposta de estudo e elaboração de um sistema que garantirá uma maior fiabilidade e qualidade nos sistemas de teste da Controlar.

## 1.2. OBJETIVOS

O objetivo principal deste projeto é o desenvolvimento de um sistema de emulador de baterias e a sua integração num protótipo para utilização da Controlar. Dada a complexidade inerente ao objetivo, há a necessidade de o segmentar nas fases seguintes:

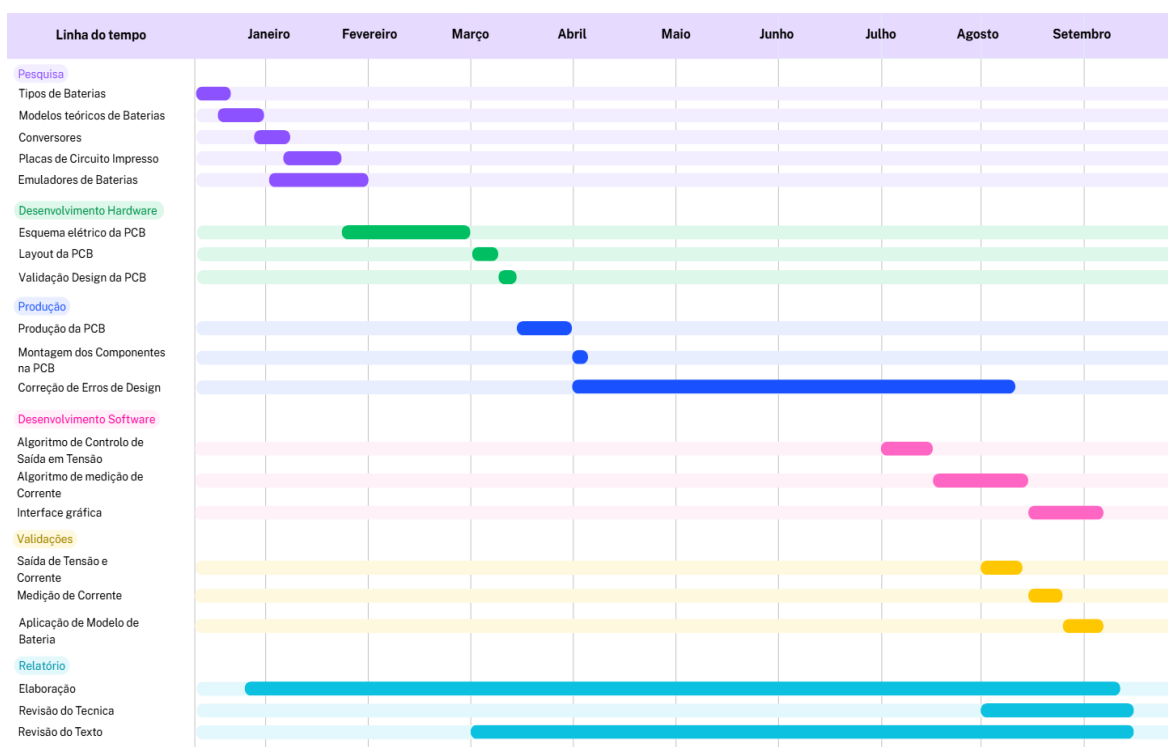
- Análise e execução de um circuito elétrico controlável capaz de imitar as características de potência de diferentes tipos de células;
- Garantir a alta precisão e fidelidade do sistema através da implementação de algoritmos de gestão e controlo de erro;
- Implementação de um sistema de controlo capaz de imitar o ciclo de vida de uma célula de lítio;
- Aplicação final de um protótipo;
- Desenvolvimento de uma interface gráfica capaz de controlar o protótipo.

A garantia do cumprimento destes objetivos é feita através da análise da qualidade das saídas em tensão e corrente do sistema, comparativamente à amostragem concretizada com equipamentos de alta precisão. Para além da validação objetiva, é realizada uma validação qualitativa da aplicabilidade do sistema num cenário industrial.

### 1.3. CALENDARIZAÇÃO

Após a definição dos objetivos do projeto, apresenta-se de seguida a Tabela 1, que demonstra a calendarização de cada um deles. O projeto terá início em janeiro de 2025 e terminará em setembro de 2025. A calendarização compreende a fase de pesquisa, desenvolvimento e integração.

**Tabela 1** Calendarização do projeto.



### 1.4. ORGANIZAÇÃO DO RELATÓRIO

No capítulo 2 são abordados os fundamentos dos sistemas de bateria, reforçando o interesse nas diferentes tipologias, na modelação destes sistemas e na diferenciação entre as características das baterias criadas com materiais díspares.

No capítulo seguinte, capítulo 3, são abordados diferentes tipos de conversores de tensão, entre os quais conversores retificadores CA (Corrente alternada) / CC (Corrente Contínua), conversores inversores CC/CA e conversores CC/CC, analisando-se o seu funcionamento.

No capítulo 4, é abordado o tema de placas de circuito impresso. Nesta secção abordam-se nomeadamente os métodos de produção de uma placa de circuito impresso, as suas diferentes tipologias, a diferenciação entre formatos de vias, técnicas de gestão térmica de componentes e as diferentes camadas constituintes de uma placa de circuito impresso.

De seguida, no capítulo 5, é explanado um sistema semelhante ao que se pretende desenvolver. Após a referida explanação, uma análise das características do sistema é elaborada e possíveis pontos de melhoria são identificados.

Passando para o capítulo 6, é apresentado o desenvolvimento do sistema de simulação de baterias, onde a arquitetura é descrita em detalhe, o *design* da placa de circuito impresso é demonstrado, elaboram-se os diferentes algoritmos de calibração e controlo do sistema e, por fim, enunciam-se as características do sistema.

No capítulo 7, e último, descreve-se o sistema desenvolvido, elaborando as suas características positivas ou negativas e evidenciando possíveis ações de melhoria.



## 2. FUNDAMENTOS DE SISTEMAS DE BATERIAS

Neste capítulo são abordados os fundamentos de sistemas de baterias, procedendo a uma análise sobre o conceito base de uma bateria, os seus constituintes e os diferentes tipos. É enunciada uma breve explicação de como uma bateria consegue armazenar e fornecer energia, assim como a diferenciação entre as características das baterias criadas com materiais díspares. Percebe-se a correlação entre os materiais utilizados e as características de potência adquiridas. A modelação destes sistemas é descrita por circuitos equivalentes que compreendem a descrição do funcionamento interno e externo de uma célula.

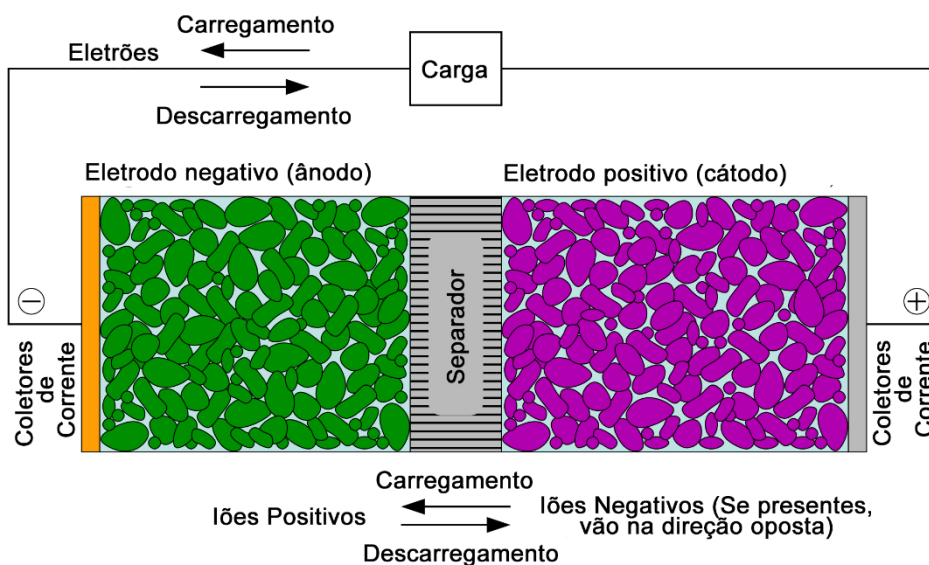
## 2.1. CÉLULAS

Uma célula é a unidade eletroquímica mais pequena, fornece uma tensão que depende de uma combinação de elementos e compostos químicos escolhidos para a constituir. Células com uso único são chamadas de células primárias, enquanto as recarregáveis são chamadas de células secundárias. A tensão fornecida por uma célula depende de diversos fatores, tal como a sua composição química: por exemplo, células de composição chumbo-ácido (PbA) têm uma tensão nominal de 2,1 V; já as células ião de lítio (Li-ion) têm uma tensão nominal de 3,7 V.

O funcionamento de uma célula consiste na acumulação de energia através de uma reação eletroquímica. A energia específica e a densidade energética de uma célula correspondem à máxima capacidade de energia acumulada em relação ao peso ou volume, respetivamente. Ou seja, para um determinado peso, uma célula com uma gama de energia específica superior armazena mais energia, e para uma dada capacidade será mais leve. Para um determinado volume, uma célula com maior densidade energética armazena mais energia, e para uma dada capacidade será mais pequena[3]. As principais vantagens das baterias primárias são a sua vida útil em armazenamento, alta densidade energética e ritmos de descarga moderados. As baterias secundárias são caracterizadas pelo seu fornecimento energético elevado e o bom funcionamento a baixas temperaturas [4].

Na obtenção de maiores densidades e especificidades energéticas, são utilizados elementos químicos mais reativos. Em contrapartida, as células tornam-se mais instáveis e precisam de mais cuidados de manutenção. Também a qualidade dos materiais utilizados importa no desenvolvimento de células, uma vez que uma pequena quantidade de impurezas nos seus constituintes pode revelar consequências nefastas nas características de potência.

Os principais componentes de uma célula são o elétrodo negativo e o positivo, o eletrólito e o separador. A Figura 2 demonstra um diagrama de uma bateria de ião de lítio, representando a forma como estes componentes se integram.



**Figura 2** Diagrama esquemático de uma célula de íon de lítio [3].

O eletrodo negativo, numa célula eletroquímica, normalmente corresponde a um metal ou a uma liga metálica. Durante a descarga na célula, este eletrodo negativo dá elétrons ao circuito externo - um processo químico intitulado como oxidação -, tornando-se carregado positivamente. Durante o período de carga, este eletrodo aceita elétrons do circuito externo e sofre o processo químico de redução. O eletrodo positivo normalmente corresponde a um óxido metálico e adota o comportamento contrário ao eletrodo negativo. Durante a descarga, sofre o processo de redução (recebe elétrons do circuito externo), e, no período de carga, sofre oxidação - dá elétrons ao circuito externo. [3]

Apesar de, geralmente, se designar o eletrodo negativo de ânodo, o ânodo corresponde, na realidade, ao eletrodo no qual o processo de oxidação ocorre. Vale isto por dizer que, durante a carga, o eletrodo negativo corresponde ao ânodo e que, durante a descarga, corresponde ao cátodo. O mesmo se aplica para o eletrodo positivo.

O eletrólito, terceiro constituinte de uma célula eletroquímica, representa o condutor iônico que proporciona um meio no qual a transferência de íons entre eletrodos ocorre. Geralmente, trata-se de um isolante eletrônico, pois, caso não o fosse, haveria um curto-circuito interno na célula, levando a que esta descarregasse. O separador corresponde à nomenclatura dada à barreira física que isola os eletrodos positivo e negativo e tem características semelhantes às do eletrólito.

Os coletores de corrente são condutores elétricos, nos quais os materiais dos elétrodos estão aderidos e permitem uma conexão facilitada a materiais que, de outra forma, seriam difíceis de conectar ao terminal da célula. No caso de células de íão de lítio, estes coletores são feitos de cobre no eletrodo negativo e de alumínio no eletrodo positivo. Este componente da célula em nada influencia a reação eletroquímica, permitindo apenas reduzir a resistência de um eletrodo. Na Tabela 2 são apresentadas diferentes químicas de células e quais os materiais que as constituem.

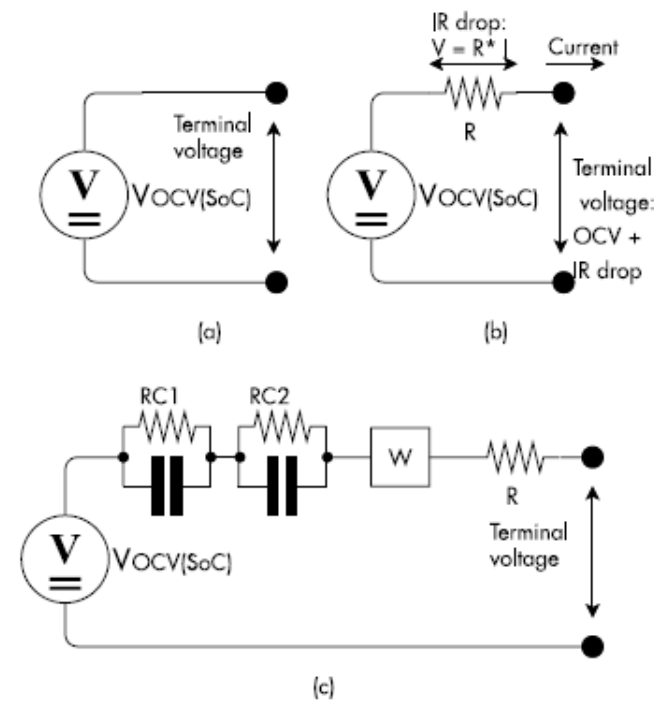
**Tabela 2** Componentes de células eletroquímicas [3].

Eletroquímica	Eletrodo Negativo	Eletrodo Positivo	Eletrólito	Tensão Nominal
Chumbo ácido	Pb	PbO <sub>2</sub>	H <sub>2</sub> SO <sub>4</sub>	2.1 V
Célula seca	Zn	MnO <sub>2</sub>	ZnCl <sub>2</sub>	1.6 V
Alcalina	Zn	MnO <sub>2</sub>	KOH	1.5 V
Níquel-Cádmio	Cd	NiOOH	KOH	1.35 V
Hidrogênio-Níquel	H <sub>2</sub>	NiOOH	KOH	1.5 V
Níquel-Zinco	Zn	NiOOH	KOH	1.73 V
Prata-Zinco	Zn	Ag <sub>2</sub> O	KOH	1.6 V
Zinco-Ar	Zn	O <sub>2</sub>	KOH	1.65 V

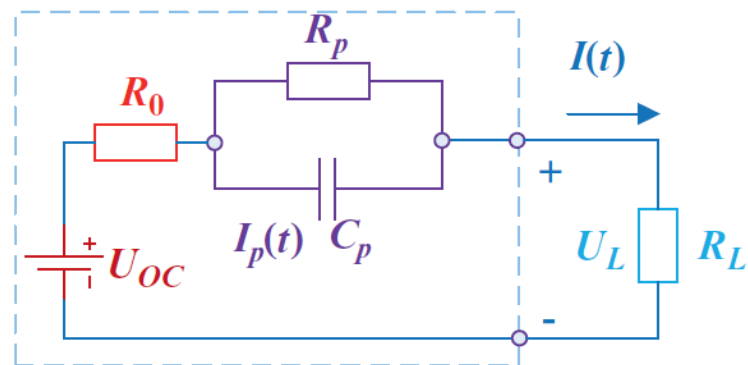
## 2.2. MODELOS DE CIRCUITOS EQUIVALENTES

Ao considerar o comportamento de uma bateria, recorrer a um circuito elétrico equivalente facilita esta análise, permitindo, simultaneamente, a descrição do comportamento através de conjunto de equações. Estes modelos são capazes de descrever os comportamentos físicos macroscópicos e, por isso, são ideais para a otimização do desenvolvimento e segurança de baterias. Existem vários modelos, sendo que todos apresentam as suas vantagens e desvantagens. Alguns destes modelos são: o modelo equivalente da resistência interna Figura 3 (a); modelo equivalente da resistência e capacitância Figura 3 (c); o modelo equivalente de Thevenin Figura 4 [5]. Estes modelos, intitulados por modelos de circuitos equivalente, são usados como base para os BMS

(Battery Managing Systems), responsáveis por controlar e gerir os limites de operação e estimar o estado crítico interno de operação das células.



**Figura 3** Modelos de uma célula [5].



**Figura 4** Modelo equivalente de Thevenin [5].

O primeiro comportamento fundamental a emular é a capacidade de uma célula fornecer tensão nos seus terminais. Com isto em mente, é possível descrever um modelo de bateria tal como o de uma fonte de tensão ideal, ou seja, um OCV (*Open-Circuit Voltage*), tal como representado na Figura 3 (a). Neste modelo, a tensão fornecida não é uma função entre a carga e a corrente, nem representa o envelhecimento da célula - a tensão é constante no

tempo. Ou seja, este modelo não considera as características transitórias da reação eletroquímica nem consegue caracterizá-las com precisão [5]. Este modelo é útil apenas em aplicações de baixa corrente em que a tensão da célula não diminui quando sujeita a uma carga e onde a precisão não é relevante para a aplicação.

É de notar que a tensão de uma célula não é sempre constante e depende de vários fatores, de entre os quais o estado de carga atual. Geralmente, a tensão da célula é superior quando está carregada, relativamente a quando está descarregada. A este estado chama-se de SOC (*State of Charge*) e é definido percentualmente, representando 100% o estado da célula totalmente carregada e 0% o estado de totalmente descarregada. Para além da tensão fornecida por uma célula, há que considerar a sua resistência interna inerente, também esta dependente do SOC. Esta resistência representa a queda de tensão nos terminais da célula quando esta é sujeita a uma carga, e o aumento da tensão de OCV quando a célula está a ser carregada. Esta resistência é reconhecida como a resistência em série equivalente (*ESR – Equivalent Series Resistance*)[3].

O modelo equivalente da resistência interna, representado na Figura 3 (b), é suficiente para descrever variações de tensão de acordo com o SOC e com uma corrente de direção e carga constante; no entanto, este modelo não considera os comportamentos dinâmicos, tais como o relaxamento da tensão. O efeito é semelhante à utilização de um comando de televisão alimentado com uma bateria com pouca carga, que volta a funcionar após algum tempo de repouso. Devido à polarização, a tensão obtida aos terminais da bateria aumenta lentamente, permitindo que o comando funcione. A esta tensão chama-se tensão de difusão. Este efeito pode ser aproximado com um circuito analógico equivalente, adicionando à versão do modelo anterior uma resistência e um condensador em paralelo. O circuito de Thevenin da Figura 4 considera este aditamento, capacitando a simulação, de forma fiável, do processo de carga e descarga. Devido à sua baixa complexidade, é facilmente implementado o que resulta em ganhos significativos de precisão relativamente ao modelo equivalente da resistência interna. Apesar disto, desconsidera a variação de OCV, a sobrecarga, e o processo de autodescarga [5].

Ao considerar a impedância AC, é possível aproximar o modelo ainda mais ao comportamento real de uma bateria com a adição de mais uma resistência e um

condensador em paralelo, e de um elemento de Warburg [5], [6]. Estas adições descrevem o circuito presente na Figura 3 (c).



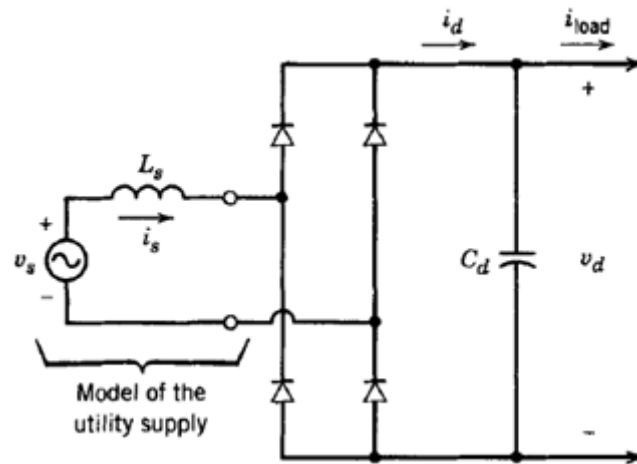
# 3. CONVERSORES

Neste capítulo são abordados diferentes tipos de conversores existentes, entre os quais conversores retificadores CA (Corrente alternada) / CC (Corrente Contínua), conversores inversores CC/CA e conversores CC/CC, analisando-se o seu funcionamento.

## 3.1. RETIFICADOR POR PONTE DE DÍODO MONOFÁSICA

Os retificadores têm como função converter corrente alternada em corrente contínua (CA/CC). Estes conversores são importantes devido à entrada do emulador de baterias ser CA. Um destes conversores é o conversor Retificador por Ponte Díodo Monofásica,

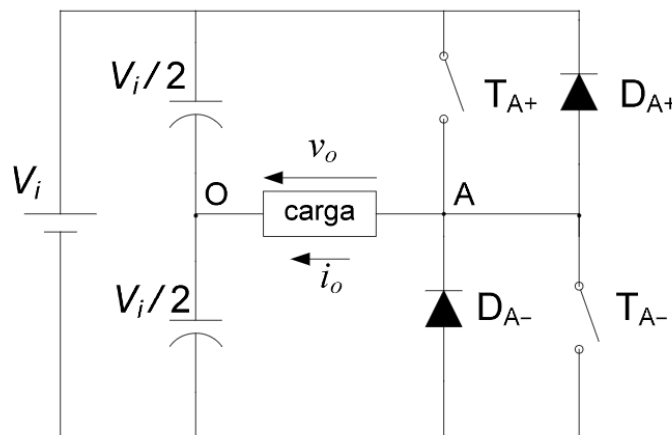
demonstrado na Figura 5. É constituído por 4 díodos que convertem a corrente alternada em corrente quase contínua com a ajuda do condensador (barramento CC).



**Figura 5** Retificador por Ponte de Díodo Monofásica [7].

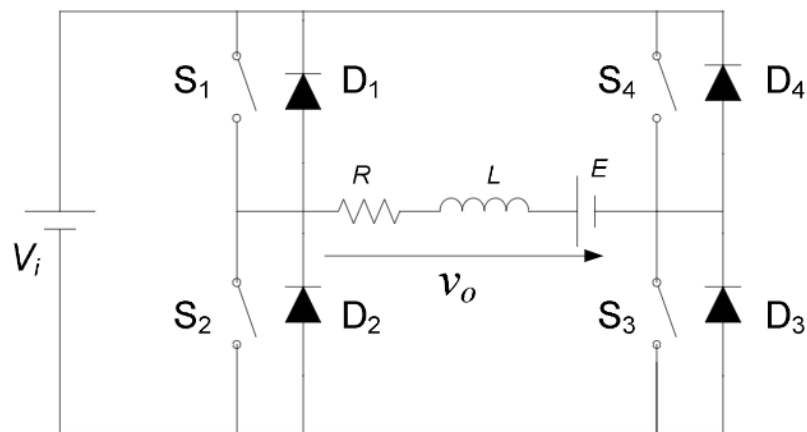
### 3.2. INVERSORES

Os conversores capazes de transformar corrente contínua em corrente alternada são conhecidos como inversores. Exemplos destes inversores são o Conversor Monofásico de Meia Ponte, como apresentado na Figura 6, e o Conversor Monofásico de Ponte Completa, como ilustrado na Figura 7. Este último também pode ser usado como retificador na direção oposta.



**Figura 6** Conversor Monofásico em Meia Ponte [8].

Os condensadores devem ter uma capacidade suficientemente elevada para que o potencial no ponto “O” seja praticamente constante, tendo cada um deles uma tensão igual a metade da tensão de entrada  $\left(\frac{V_i}{2}\right)$ . Para que este conversor funcione sem problemas, os interruptores, geralmente MOSFETs (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*), conduzem intercaladamente, caso contrário verificar-se-ia um curto-circuito. A frequência de comutação dos transístores corresponde à frequência da tensão de saída desejada, sendo que o sentido da corrente inverte com cada comutação. A utilização deste inversor é aconselhada para aplicações de baixa potência, pois a tensão na carga corresponde apenas a metade da tensão na entrada. Isto implica que, para se atingir a mesma potência de saída, os componentes tenham de suportar o dobro da corrente. Os díodos apresentados servem para que ocorra a descarga, caso a carga seja indutiva [8].



**Figura 7** Conversor Monofásico em Ponte Completa [8].

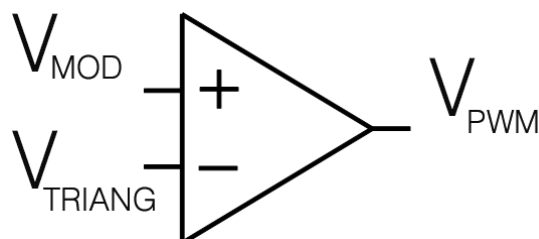
O Conversor em Ponte Completa apresenta mais vantagens do que o Conversor em Meia Ponte, sendo a principal a capacidade de, com a mesma tensão de entrada, obter em amplitude o equivalente ao dobro da mesma. Ou seja, para atingir a mesma potência que o Conversor em Meia Ponte atingiria, apenas é necessária metade da corrente na saída e nos MOSFETs. Os pares D1-D3 e D2-D4 conduzem de forma intercalada, evitando o curto-circuito e definindo a frequência da onda de saída com forma quase sinusoidal. Ambos os circuitos apresentados exigem um circuito externo isolado para serem controlados.

### 3.3. CONTROLO POR PWM

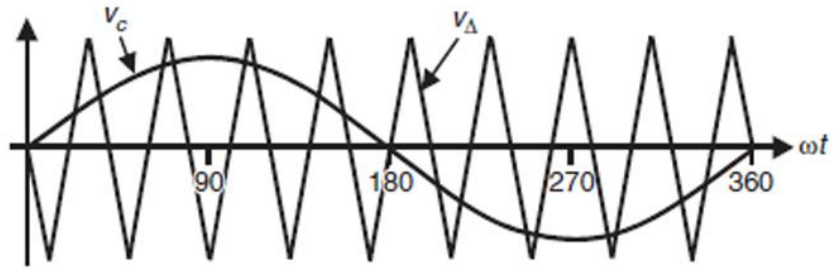
A forma de onda à saída do conversor em Ponte Completa apresenta uma forma quase sinusoidal, que pode ser problemática quando a este são ligadas cargas indutivas. Estas cargas geram um desfasamento entre a corrente e a tensão de saída. Para transformar a forma de onda num formato sinusoidal, ou seja, para reduzir o conteúdo harmónico, usa-se a modulação por largura de pulso PWM (*Pulse Width Modulation*). Algumas dessas técnicas PWM são:

- PWM Sinusoidal;
- PWM único;
- PWM Múltiplo;
- Eliminação Harmónica Seleccionada PWM.

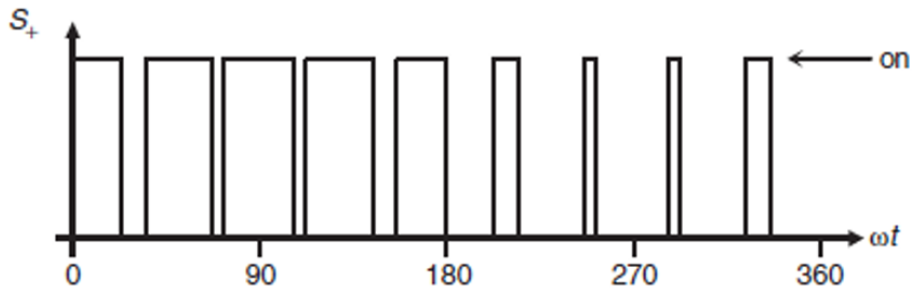
Como exemplo, é apresentada a técnica PWM sinusoidal. Para produzir tensão variável em frequência e amplitude (CA Sinusoidal), este método consiste em comparar um sinal portador triangular, de amplitude e frequência fixas, com uma referência sinusoidal denominada por sinal modulador (Figura 8 e Figura 9). Assim, a saída PWM resultante deste comparador segue a amplitude e frequência do sinal modulador, gerando o sinal de comando que controla a comutação dos semicondutores (MOSFETs) dos inversores [7] O comparador compara, precisamente, o sinal portador triangular com a referência sinusoidal. Quando o valor da referência sinusoidal é maior do que o valor do sinal portador triangular ( $V_{\sin} > V_{\text{trian}}$ ), o comparador produz um sinal 1. Quando a condição não acontece ( $V_{\sin} < V_{\text{trian}}$ ), o comparador produz um sinal de saída 0. É este sinal final que vai controlar os semicondutores MOSFET (Figura 10 e Figura 11). Quando os MOSFETs recebem um sinal 1, estes conduzem; caso recebam um sinal 0, não conduzem.



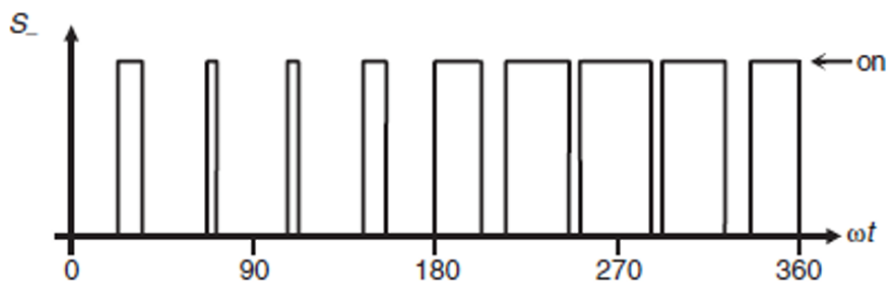
**Figura 8** Comparador com saída PWM [7].



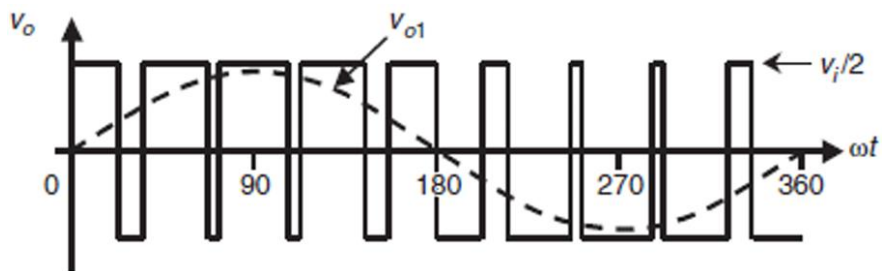
**Figura 9** Comparação entre sinal portador triangular e sinal sinusoidal [7].



**Figura 10** Resultado PWM para o par A de MOSFETs [7].



**Figura 11** Resultado PWM para o par B de MOSFETs [7].

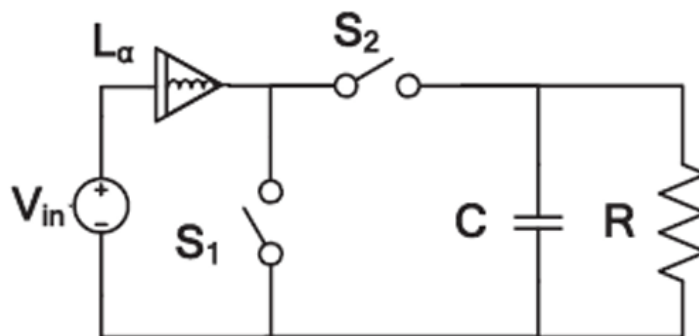


**Figura 12** Resultado da onda de saída CA do inversor [7].

### 3.4. CONVERSORES CC/CC

Conversores CC/CC são normalmente utilizados com o objetivo de retificar uma corrente contínua irregular introduzida na sua entrada. Um exemplo da sua aplicação seria na retificação da tensão da rede após ser convertida em CC. Existem 4 tipos diferentes de conversores: Elevador, Abaixador, Elevador/Abaixador, e *Cúk*, sendo este último uma derivação do Elevador/Abaixador [7], [8].

O conversor Elevador, também conhecido por conversor *Boost* ou *Step-Up*, é desenhado para aumentar a tensão de saída face à tensão de entrada. Para atingir este propósito, a corrente de entrada é mais elevada do que a de saída. Este tipo de conversor é comumente usado na área das energias renováveis, nomeadamente nos painéis fotovoltaicos e nas células de combustível renovável, onde a tensão de saída é extremamente baixa para converter para corrente alternada. A Figura 13 representa o princípio de funcionamento de um conversor elevador.

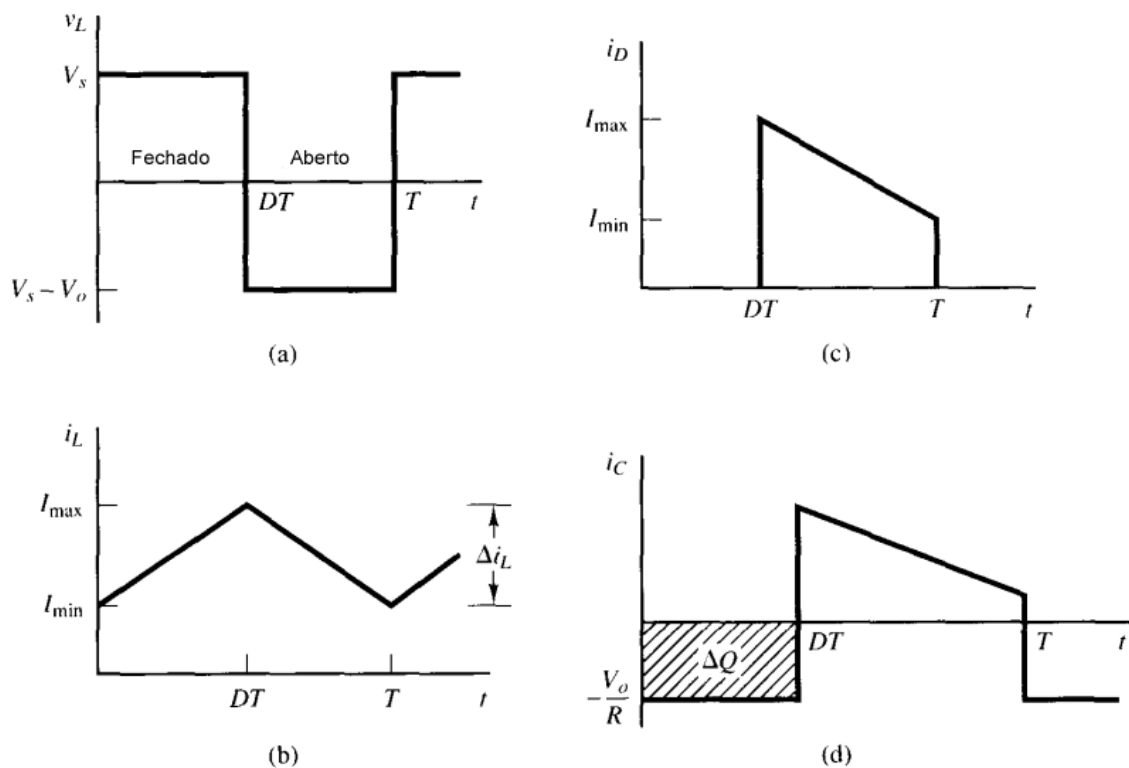


**Figura 13** Conversor Elevador (*Boost*) [9].

- $V_{in}$  — Tensão de entrada.
- $L_{\alpha}$  — Bobina.
- $S_2$  — Díodo retificador.
- $S_1$  — MOSFET controlado por onda quadrada.
- $C$  — Condensador de filtragem.
- $R$  — Carga

Em funcionamento, o conversor recebe uma onda quadrada que controla a comutação do MOSFET. Quando em estado *High*, ou seja, no seu valor mais alto, o MOSFET  $S_1$  conduz

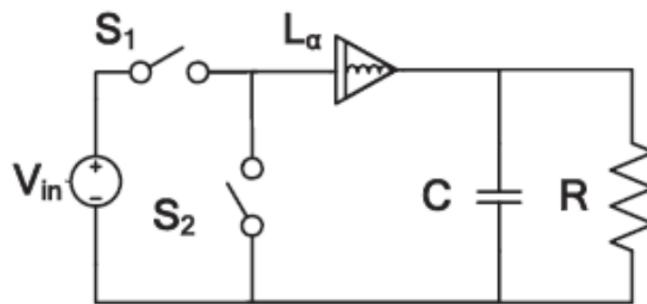
corrente, polarizando inversamente o diodo retificador e permitindo que a bobina L acumule energia em forma de campo magnético. Em estado *Low*, deixa de haver condução, o que provoca o descarregamento da bobina. A tensão proveniente deste descarregamento soma-se à tensão de entrada, passando pelo diodo retificador, carregando o condensador e alimentando a carga (Tensão de saída). Este fenômeno gera uma tensão de saída superior à da entrada, o que justifica a atribuição da nomenclatura de Elevador a este conversor. Quando a onda quadrada retorna ao estado de *High*, o processo repete-se com exceção do descarregamento do condensador paralelo à carga. O retorno desta tensão à bobina é impedido pelo diodo retificador, efeito que, conseqüentemente, gera uma tensão quase constante na carga. Quanto maior a capacidade do condensador, menor será a ondulação de tensão, também chamada de *ripple*. Algo semelhante acontece com a bobina que, à medida que a sua capacidade aumenta, reduz o *ripple* na corrente de saída. A frequência de comutação do MOSFET permite também limitar o efeito de *ripple*, sendo esta frequência geralmente da ordem dos MHz. As formas de onda que descrevem estes comportamentos são representadas na Figura 14 [7], [8].



**Figura 14** Formas de onda do conversor Elevador. (a) Tensão na bobina. (b) Corrente na bobina. (c) Corrente no diodo. (d) Corrente no condensador [8].

Para evitar grandes correntes na entrada do circuito, aumentando a longevidade do conversor Elevador, o ganho de tensão na saída em relação à entrada é limitado a três vezes, algo mantido pela definição de um *Duty-Cycle* de 0,8.

O conversor Abaixador, visível na Figura 15, tem o funcionamento inverso do conversor Elevador. A sua função é baixar a tensão de saída em relação à tensão de entrada, pelo que, conseqüentemente, a sua corrente de saída será mais alta. Outra terminologia para este conversor é *Buck* ou *Step Down* [9].

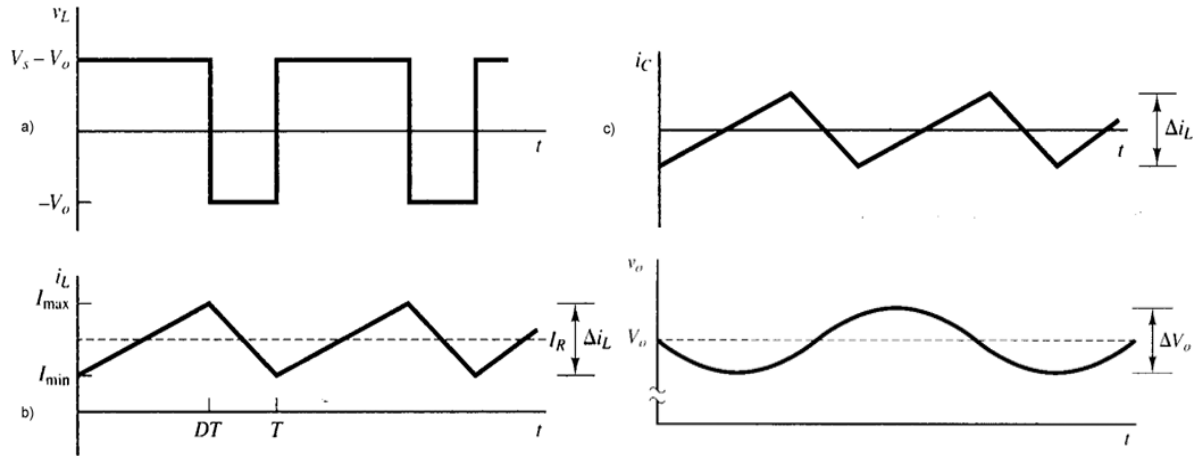


**Figura 15** Conversor Abaixador (*Buck*) [9].

- $V_{in}$  — Tensão de entrada.
- $L_{\alpha}$  — Bobina.
- $S_2$  — Díodo retificador.
- $S_1$  — MOSFET controlado por onda quadrada.
- $C$  — Condensador de filtragem.
- $R$  — Carga.

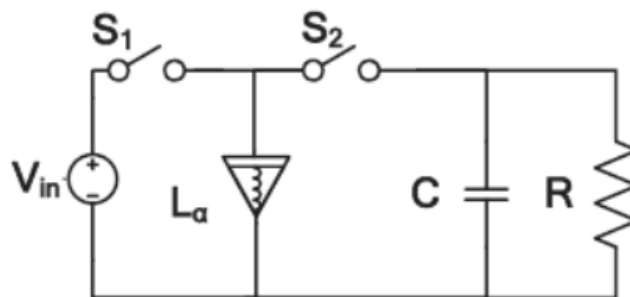
Quando a onda quadrada, que controla a comutação do MOSFET  $S_1$ , está no estado *High*, a condução é permitida, polarizando inversamente o díodo retificador. Os componentes indutivos e capacitivos acumulam energia e a carga é alimentada; a tensão de saída corresponderá à tensão de entrada, uma vez subtraída a tensão acumulada na bobina. Alterando-se o estado da onda quadrada para *Low*, a condução no MOSFET é impedida, suscitando o descarregamento da bobina auxiliado pelo díodo retificador, agora diretamente polarizado. O condensador manterá a alimentação à carga com o mesmo valor que a tensão de saída aquando do estado da onda quadrada em *High*. Retorna-se ao início do ciclo e aos terminais na carga obtém-se uma tensão inferior à da entrada. O efeito de

*ripple* pode ser novamente limitado pelo aumento de capacidade dos componentes indutivos e capacitivos. As formas de onda que descrevem estes comportamentos encontram-se representadas na Figura 16 [7], [8].



**Figura 16** Formas de onda do conversor Abaixador. (a) Tensão na bobina. (b) Corrente na bobina. (c) Corrente no condensador [8].

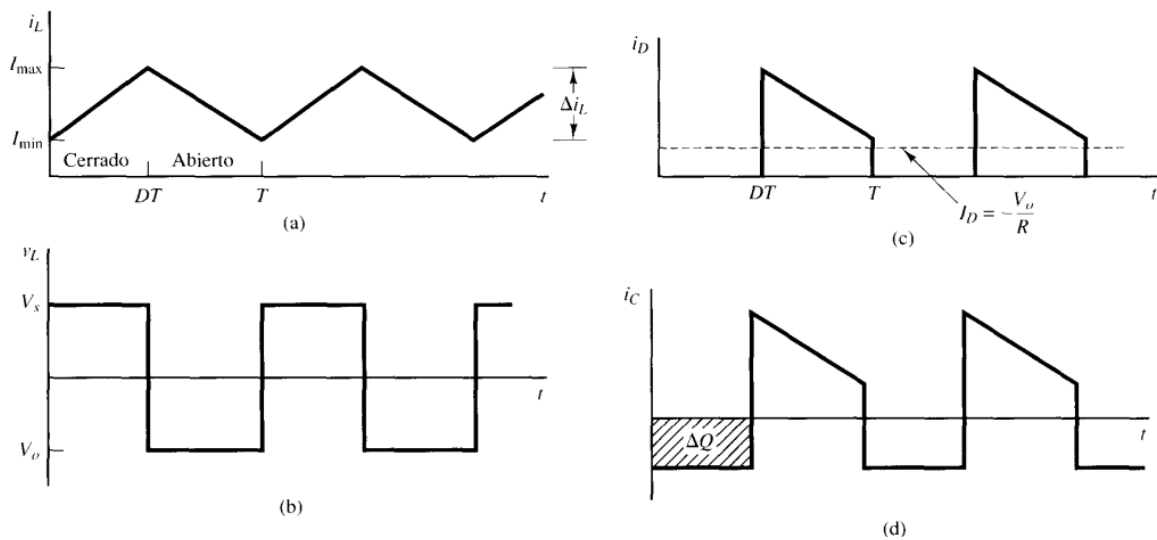
Quando se tem uma tensão de entrada com grande variação, é vantajosa a capacidade de elevar ou baixar a tensão de saída. O conversor Elevador/Abaixador, representado na Figura 17, é um conversor que possui esta competência, mantendo a tensão de saída contínua regulada sem oscilações. Outra terminologia para o conversor é *Buck-Boost*.



**Figura 17** Conversor Elevador/Abaixador (*Buck-Boost*) [9].

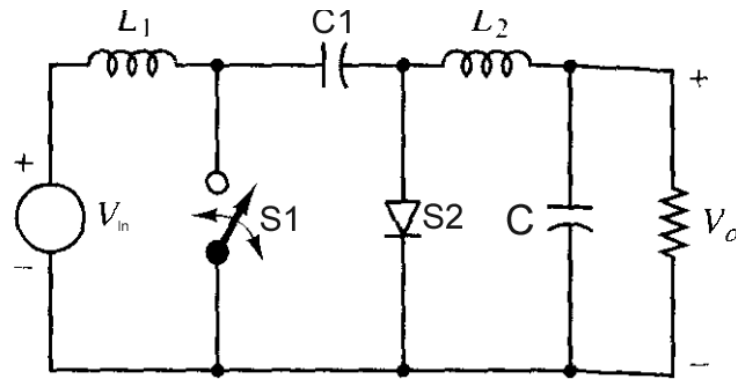
- $V_{in}$  — Tensão de entrada.
- $L_{\alpha}$  — Bobina.
- $S_2$  — Díodo retificador.
- $S_1$  — MOSFET controlado por onda quadrada.
- $C$  — Condensador de filtragem.
- $R$  — Carga.

Quando o MOSFET permite a condução de corrente, a bobina é carregada e o díodo torna-se inversamente polarizado. Quando o estado do transístor muda, verifica-se a descarga da bobina, sendo a sua energia transferida para a carga. Este comportamento é representado pelas formas de onda que constam da Figura 18. A regulação do *Duty-Cycle* do MOSFET permite definir a tensão de saída: quando se tem um *Duty-Cycle* > 0,5, a tensão de saída será maior do que a de entrada; no caso de um *Duty-Cycle* < 0,5 a tensão será menor. Em relação aos conversores anteriores, a tensão de saída possui a diferença de estar invertida em relação à tensão de entrada e, tal como o conversor Abaixador, é suscetível ao efeito de elementos parasitas.



**Figura 18** Formas de onda conversor Elevador/Abaixador. (a) Corrente na bobina. (b) Tensão na bobina. (c) Corrente no díodo. (d) Corrente no condensador [8].

O Conversor Cúk é semelhante ao conversor Elevador/Abaixador, diferenciando-se por ter um condensador como primário, que atua como armazenador e transferidor de energia, função desempenhada por uma bobina nos outros conversores explanados. Este conversor encontra-se representado na Figura 19.



**Figura 19** Conversor Cúk [8].

- $V_{in}$  — Tensão de entrada.
- $L1$  e  $L2$  — Bobina.
- $S2$  — Díodo retificador.
- $S1$  — MOSFET controlado por onda quadrada.
- $C$  — Condensador de filtragem.
- $R$  — Carga.

Quando o MOSFET não conduz o díodo, está diretamente polarizado, permitindo a condução de corrente na bobina e que o condensador seja carregado. Quando o MOSFET está fechado, o díodo fica inversamente polarizado e faz com que as correntes das bobinas circulem pelo MOSFET, carregando o condensador  $C$  e alimentando a carga. O MOSFET, retornando à posição de aberto, implicará que a carga seja alimentada pelo condensador " $C$ ". A principal vantagem deste conversor em relação ao Elevador/Abaixador é a sua maior tolerância a elementos parasitas, resultando numa corrente de saída quase constante, ou seja, com um *ripple* baixo.



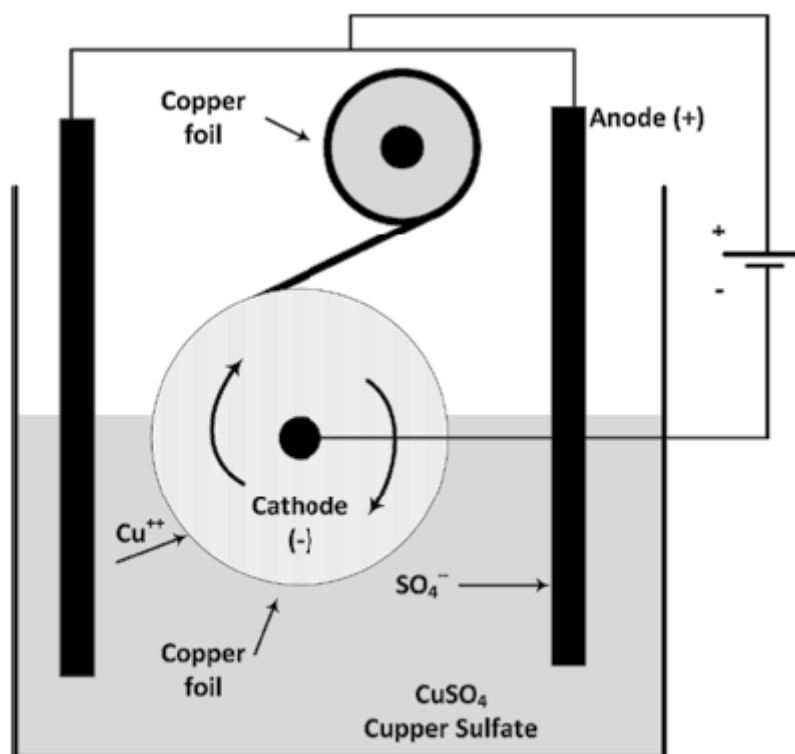
# 4. PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO

A presente secção introduz conceitos fundamentais para o desenvolvimento de placas de circuito impresso (PCB – *Printed Circuit Board*). O processo de fabrico, as tipologias, variantes de vias, métodos de gestão térmica de componentes, diferenciação entre camadas numa PCB, são os temas abordados neste capítulo.

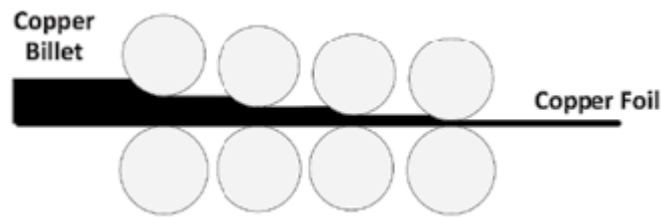
## 4.1. PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO

Uma placa de circuito impresso (ou PCB) consiste numa estrutura rígida formada por superfícies metálicas - intituladas por pistas e/ou planos -, uma base isolante, normalmente constituída por fibra de vidro reforçada com resina epóxi (FR-4), e uma máscara de solda,

responsável por preservar as capacidades da placa, uma vez que evita curto-circuitos ao delimitar os locais apropriados para a solda dos componentes. Ademais, é comum a introdução de uma camada serigráfica com anotações significativas à placa – úteis na montagem - e um revestimento protetor. As superfícies metálicas, compostas por cobre, são passíveis de ser eletrodepositadas ou laminadas conforme o processo de fabrico. No processo de eletrodeposição, o cobre é depositado num tambor condutor conectado ao negativo de uma fonte CC (Corrente Contínua), que atua como um cátodo. Por sua vez, o tambor é mergulhado numa solução de sulfato de cobre, ligada ao positivo da fonte, que age como um ânodo. Consoante a velocidade de rotação do tambor, a grossura da lâmina de cobre varia, incrementada com movimentos mais lentos (Figura 20). No procedimento de laminação, um lingote de cobre é sucessivamente estirado entre vários pares de cilindros, afinando-o até à grossura pretendida (Figura 21) [10].

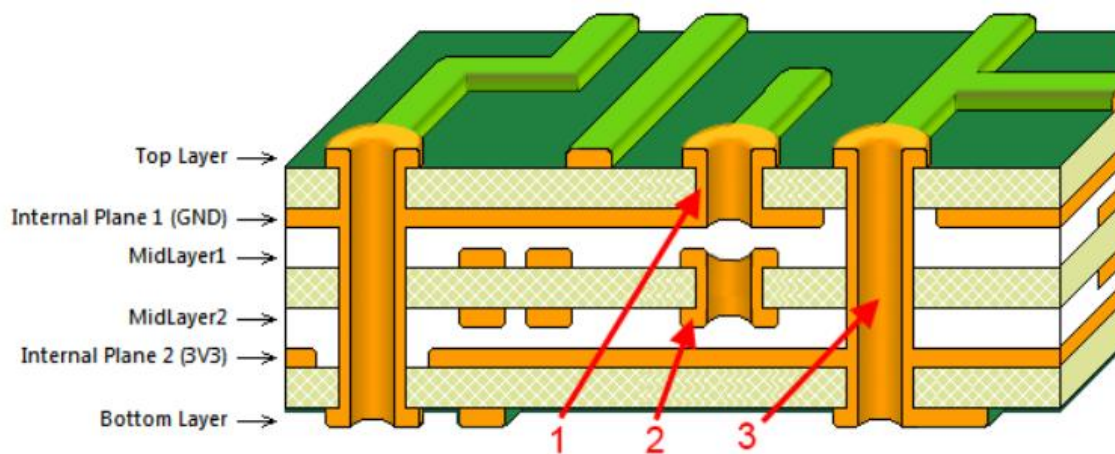


**Figura 20** Processo de eletrodeposição [10].



**Figura 21** Processo de laminação [10].

A principal diferença resultante deste processo é o acabamento na lâmina de cobre final. Quando obtida por processo de eletrodeposição, a lâmina apresenta uma superfície mais inconsistente, a qual, a par do tambor, é mais suave do que a exterior. Na laminação, verifica-se um alto grau de suavidade em ambas as superfícies. As diferenças práticas destes processos reduzem-se a: uma melhor aplicabilidade em funções de alta frequência para o cobre laminado (a rugosidade pode afetar a integridade do sinal), e no facto de o cobre eletrodepositado apresentar menor resistividade, isto é, quando associado a laminado [10]. Seguem-se vários processos de gravação do padrão de trilhas no cobre. Pode haver etapas de metalização separadas para que, por exemplo, as vias cegas (*Blind Via*), as vias passantes (*Through-Hole Via*) e as vias enterradas (*Burried Via*) possam ser aplicadas. A Figura 22 representa uma secção transversal de uma PCB, que demonstra a diferença entre alguns tipos de via ccc, [11].



**Figura 22** Diferentes tipos de vias: (1) Cega, (2) Enterrada, (3) Passante [11].

O tipo de via mais utilizado é a passante. Caso não seja pretendido que haja conexão entre este tipo de via e uma camada específica, há lugar à remoção do cobre presente nas imediações do local de passagem da via. A este buraco no plano metálico dá-se o nome de *antipad*. Para conectar duas camadas internas ao PCB, como por exemplo dois planos de

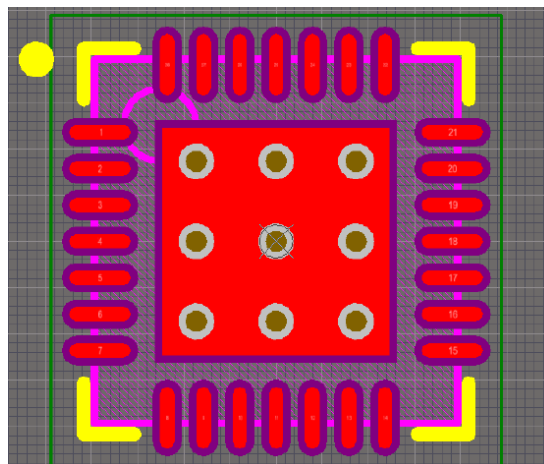
massa com uma via passante, é necessário ter a certeza da ausência de pistas nas camadas superiores e inferiores. A extremidade numa via passante que sobra para baixo ou para cima da última camada conectada designa-se por *stub*. Em aplicações de alta frequência, na gama de 10Gbps, a existência de uma *stub* pode gerar problemas de integridade do sinal.

Tipicamente, uma via enterrada conecta duas camadas adjacentes. Esta via é perfurada e revestida quando o núcleo das duas camadas é gravado. O passo adicional gera custos superiores no desenvolvimento da placa. A principal vantagem destas vias é a sua capacidade de conectar camadas adjacentes sem bloquear possíveis caminhos nas camadas superiores e inferiores - algo útil em placas de circuitos integrados densas.

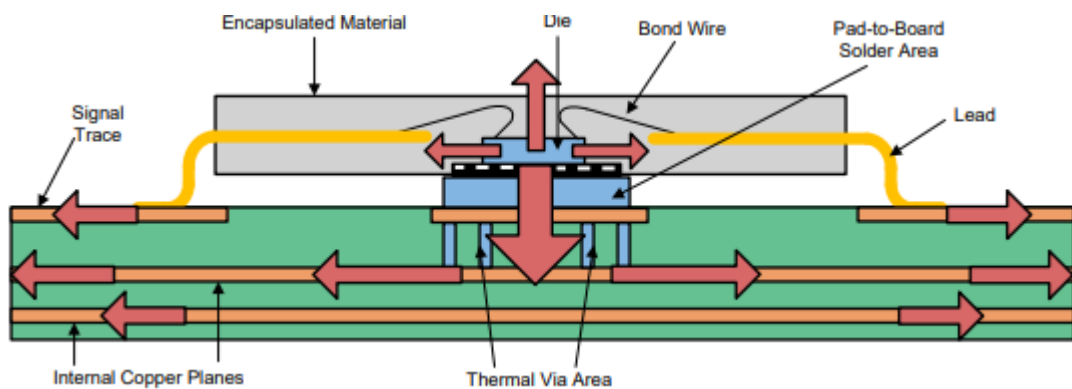
Uma via cega é perfurada desde a camada superior no mesmo momento em que as vias passantes também o são, sendo a furação controlada para não comprometer as restantes camadas. Após a via cega ser furada, o seu interior necessita de ser revestido, algo que exige química especial para remover a bolha de ar presente no buraco e para que o fluído de revestimento o preencha. O valor deste tipo de via é reconhecido quando esta é colocada num *pad* (local onde são soldados os componentes) para estabelecer um contacto de baixa impedância à camada inferior, não bloqueando possíveis rotas para pistas noutras camadas. Caso se fizesse uma via passante ao invés de uma via cega, a qualidade da junção poderia degradar-se. Com a redistribuição da solda, esta pode ser sugada pelo furo metalizado devido à ação capilar. Isto pode remover parte da solda do *pad*, o que, conseqüentemente, resulta numa quantidade insuficiente de solda para garantir a boa conexão elétrica e mecânica com o componente [10].

A aplicação de vias tem dois propósitos: conduzir corrente elétrica ou energia térmica de uma camada para outra. Quando se trata do caso de condução elétrica, as vias retêm a sua nomenclatura de via; no caso de condução de calor, são chamadas de vias térmicas. Diferenciam-se na sua aplicação, pois proporcionam uma baixa resistividade térmica. Por vezes, os componentes têm pinos ou até mesmo planos (QFN - *Quad-Flat-No Lead*) designados para a condução de calor para fora da sua zona de ação, que, quando acoplados a este tipo de via, permitem esta difusão para um plano adjacente. O impacto desta

implementação é o aumento de performance e/ou durabilidade do componente. Nas Figura 23 e Figura 24 podemos ver aplicações comuns das vias térmicas.

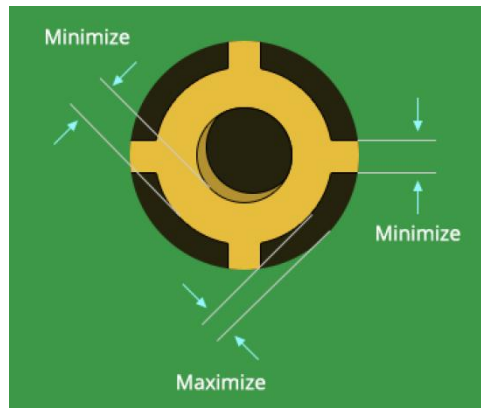


**Figura 23** Padrão de encapsulamento de um componente com *Quad-Flat-No Lead* com vias térmicas no centro [11].



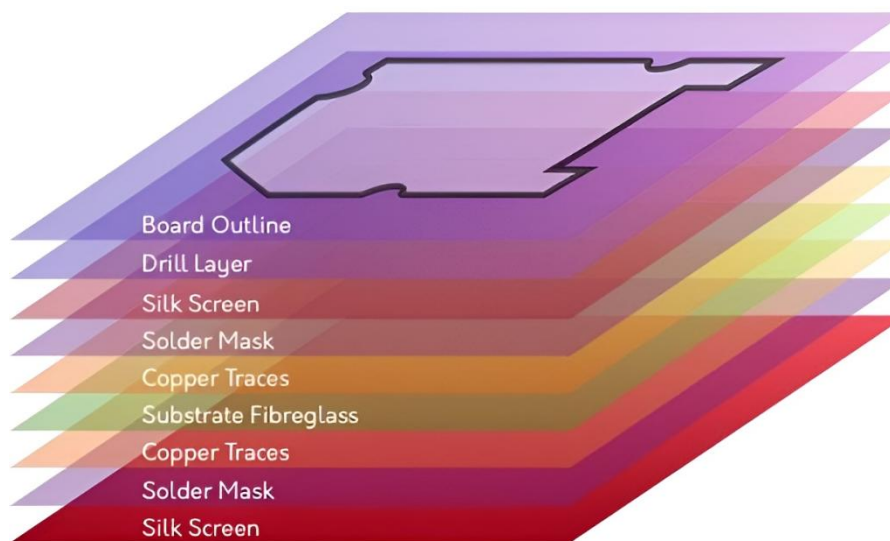
**Figura 24** Seção transversal de um componente montado numa PCB com um plano desenhado para a transferência de calor [12].

Há também outro tipo de via, a via aliviadora térmica, que, ao permitir a condução de corrente elétrica, limita a condução de calor. Quando uma via é aplicada a um *pad*, a sua condutividade térmica pode dificultar o processo de soldadura. Este resultado é alcançado através da projeção de um fosso entre a via e as camadas da placa de circuitos impressos, como é visível na Figura 25.



**Figura 25** Exemplo de uma via aliviadora térmica [11].

Várias camadas são necessárias para a produção de uma placa de circuito impresso. Na Figura 26 demonstra-se o conjunto necessário para que um produtor consiga produzir uma unidade.



**Figura 26** Conjunto de camadas necessárias para a produção de uma PCB [11].

A camada “*Board Outline*” ou contorno delimita a forma da placa de circuito impresso. Múltiplos circuitos são impressos num painel de dimensões superiores durante o processo de produção. O contorno permite a organização desse painel e a separação final dos múltiplos circuitos impressos. No fim do processo, uma fresa é responsável por perfurar o respetivo circuito [10].

A informação relativa à fase de furação, tal como o tamanho e a localização dos vários furos, é contida na “*Drill Layer*” ou camada de perfuração.

A camada serigráfica ou “*Silk Screen*” é uma impressão de texto, números ou símbolos que ajudam na montagem, verificação e reparação. Geralmente, a camada serigráfica indica pontos de teste, assim como a posição, orientação e a referência dos componentes constituintes do circuito. Pode existir tanto no topo como no sopé da placa.

A “*Solder Mask*” ou máscara de solda é uma camada dielétrica com falhas (presentes nos *pads*) que revelam o cobre subjacente. Esta camada impede e previne o curto-circuito acidental entre duas pistas durante o processo de soldadura. Na ausência desta camada, a solda expandir-se-ia ao longo das pistas, algo que resultaria numa lacuna nos *pads*, impedindo uma solda fiável ao componente [10].

O cobre descoberto oxida facilmente, dificultando o processo de soldadura. Em vez da utilização de cobre nu como a superfície final, são frequentemente adicionados revestimentos metálicos designados por acabamento de superfície. Os acabamentos mais comuns são o nivelamento por solda com ar quente (HASL- *Hot Air Solder Leveling*), estanho por imersão (ImSn – *Immersion Tin*) e o níquel eletrolítico com ouro por imersão (ENIG – *Electroless Nickel Immersion Gold*) [10].

Para a imersão HASL, a placa é mergulhada em solda derretida, revestindo todo o cobre exposto. Quando removida do banho, esta passa por um jato de ar quente que remove os excessos de solda. A máscara de solda previne a adesão de solda à placa, exceto nas aberturas próprias [10].

No caso de estanho por imersão, uma fina camada de estanho é aplicada num processo sem eletrodeposição, onde a placa é submersa num banho químico.



## 5. SOLUÇÕES ATUAIS PARA A SIMULAÇÃO DE UMA BATERIA

Neste capítulo são abordadas algumas soluções para o problema de simulação de uma célula de bateria. Partir-se-á da contextualização das soluções, passando-se para a descrição da sua arquitetura e abordando, por fim, a análise dos resultados obtidos. A qualidade e as limitações destas soluções são analisadas de forma a implementar-se uma melhoria significativa no sistema a desenvolver. O sistema analisado é explanado em [13], [14], [15].

## 5.1. EXPOSIÇÃO DO PROBLEMA A RESOLVER

As baterias de Li-ion configuram a tecnologia de armazenamento de energia mais comum, atendendo à sua capacidade de alta potência, densidade energética e tempo de vida. Apesar destas características, é necessário monitorizá-las para que as suas condições de funcionamento sejam as ideais. Esta monitorização é feita por BMS (*Battery Managing System*). A confiabilidade de um dispositivo BMS, numa ótica de construção e imunidade a ruído, é fundamental para garantir a segurança da bateria. Por este motivo, um sistema BMS deve ser testado extensivamente. Tendo em conta que estes dispositivos compreendem algoritmos de controlo complexos, o teste funcional demora longos períodos na fase de desenvolvimento.

O método HiL (*Hardware-in-Loop*) acelera e simplifica esta fase ao substituir a bateria por um emulador que imita o funcionamento da bateria, numa forma controlável e reproduzível. A plataforma HiL produz entradas para o BMS e adquire as suas respostas para que haja uma comparação dos valores medidos e expectados, verificando-se a coerência. Para além disto, um sistema HiL permite testar o BMS em condições extraordinárias, ou seja, para além dos limites seguros da capacidade de uma bateria de Li-ion.

Existem já vários tipos de emuladores no mercado, embora apenas simulem as tensões das células. Negligenciar a emulação das correntes e a temperatura é uma falha grave, visto que estas são medidas essenciais para o teste da segurança da funcionalidade dos algoritmos de estimação de *State of Charge* (SOC) e *State of Health* (SOH), isto é, de algoritmos fulcrais na otimização das estratégias de gestão energética em aplicações de veículos híbridos e elétricos.

O propósito do projeto analisado é preencher a falha no mercado de um emulador de baterias HiL que contenha a capacidade de emular tensões, correntes e temperaturas, respondendo a esta falha ao desenvolver um sistema de baixo custo, numa plataforma de desenvolvimento aberta. Os autores deste projeto comprometem-se a desenvolver: um

sistema modular, altamente flexível e capaz; três módulos orientados à simulação de tensões, correntes e temperaturas; uma estrutura base, em forma de raque, capaz de compreender os módulos, e um teste extensivo para caracterização experimental da plataforma, de modo a investigar as suas vantagens e desvantagens, comparando-as com soluções comerciais [13], [14], [15].

## 5.2. RESTRIÇÕES NO PROJETO DA PLATAFORMA DE EMULAÇÃO DE BATERIAS

A validação funcional e algorítmica de um BMS requer a capacidade de emular de forma precisa e completa todos os comportamentos de uma bateria. Para que seja possível testar funções de controlo de segurança, é necessário que o emulador consiga fornecer e absorver grandezas elevadas de corrente, gerar tensões e temperaturas consistentes com certos modelos de baterias. No entanto, isto aumenta a complexidade do sistema. Algumas alternativas podem ser tidas em conta para que isto seja possível. Por exemplo, a utilização de sensores NTC (*Negative Temperature Coefficient*) e PTC (*Positive Temperature Coefficient*) é muito comum neste tipo de dispositivos, pelo que a ligação de uma resistência equivalente no BMS resultaria numa forma de validar as suas funções, ao requisitar uma leitura da temperatura. De qualquer modo, neste caso, a validação do sensor não é realizada.

As definições das restrições do projeto são essenciais para obter um emulador versátil, enquanto se mantém o custo e a complexidade baixa. Por isso, as restrições são derivadas das características do BMS e são seguidamente expostas.

Relativamente às restrições referentes à emulação de tensões, diga-se que é necessária uma gama suficientemente grande para que a emulação das tecnologias de baterias baseadas em lítio seja possível, ou seja, um alcance desde 1,5 V até 4,5 V. A saída máxima de corrente será o suficiente para que se alcance a funcionalidade do algoritmo de balanceamento. Este balanceamento pode ser desempenhado de duas formas: ativa e passiva.

Da forma passiva, são conectadas resistências de “sangramento” em paralelo com a célula com carga excessiva, relativamente ao conjunto. Desta forma, é feita a descarga da célula até ao equilíbrio. No entanto, este processo apresenta a desvantagem de converter a energia armazenada na célula em energia térmica, algo que pode prejudicar a manutenção de um estado estável da bateria. Quanto maior for a corrente de balanceamento, menor o tempo necessário para atingir o equilíbrio.

Em contraste, o método ativo consiste no redireccionamento da carga excessiva de uma célula para outra, com déficit relativamente ao conjunto. Normalmente, o método passivo é o adotado, por força de o seu custo ser menor, e devido ao contínuo melhoramento no processo de produção de células, que minimiza os efeitos que os desfasamentos entre cargas de células possam eventualmente originar.

As correntes de balanceamento compreendem-se entre valores de miliamperes até a alguns amperes, em balanceamentos passivos e ativos, respetivamente. Por isso, torna-se necessária a estipulação de uma corrente máxima quer seja de fornecimento, quer seja de absorção, de 1 A. Outro fator de restrição é a resolução da tensão de saída e a frequência de atualização da tensão de saída. Estes fatores devem estar a par das características do BMS em teste. No sistema analisado, optou-se pela utilização de uma resolução de 76  $\mu\text{V}$ , com a utilização de um ADC (*Analog-to-Digital Converter*) com 16 bits e uma referência de 5 V. A frequência de atualização da tensão de saída escolhida foi de 100 Hz, justificada pela frequência de amostragem típica de 10 Hz dos BMS estudados.

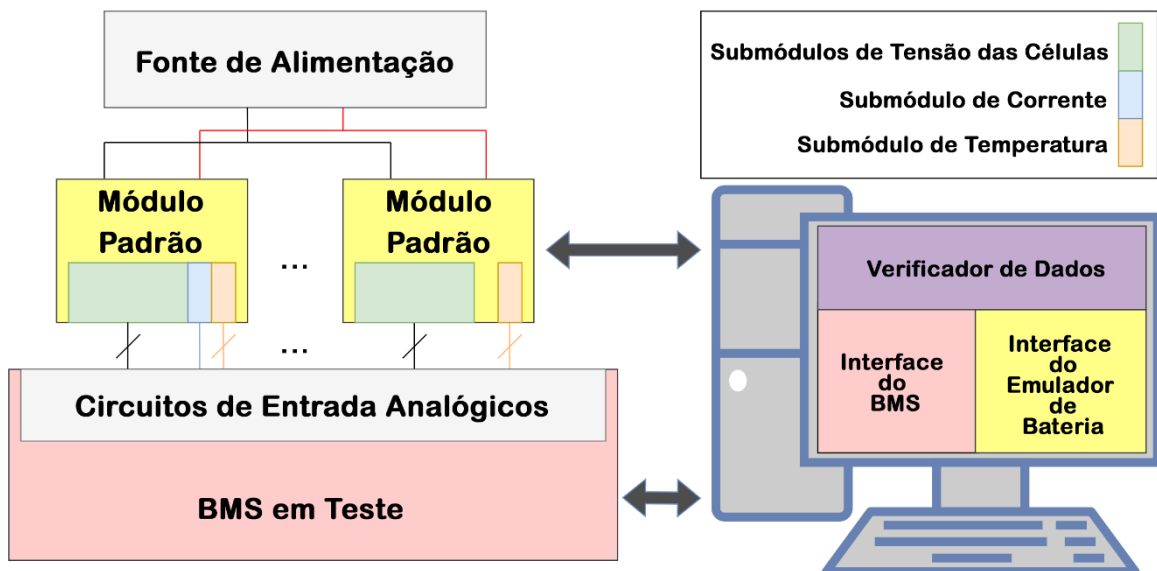
Para além das restrições já enunciadas, o sistema tem de ser capaz de uma conexão em série com outras células emuladas, para que seja possível a simulação de uma bateria completa. Isto implica que todas as alimentações e comunicações entre células sejam isoladas. Na Tabela 3, apresenta-se um resumo das restrições descritas *supra* [13], [14], [15].

**Tabela 3** Restrições no design do emulador de tensões de células [14].

Características	Emulador de tensão das células
Faixa de tensão de saída	0.5 ÷ 4.5 V
Resolução de saída	≥16 bit
Frequência de atualização da saída	≥100 Hz
Corrente máxima contínua de saída/entrada	1 A
Carga capacitiva máxima	

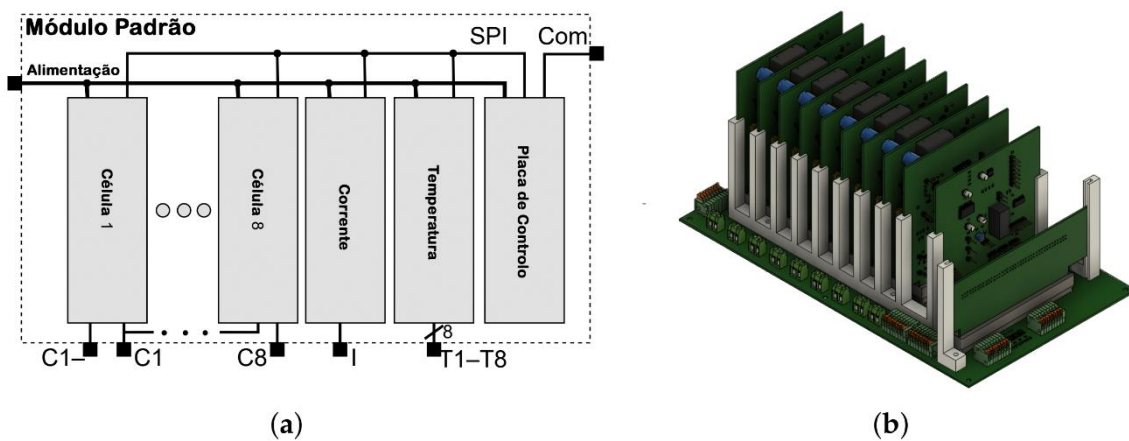
### 5.3. DESIGN DA PLATAFORMA DO SIMULADOR DE BATERIAS

É aplicado um sistema modular, capaz de simular um grande número de células que, se necessário, podem ser conectadas em série. O simulador é controlado por um GUI (*Graphical User Interface*) num computador, que verifica os estados de funcionamento e configura os módulos de simulação para emular uma bateria. De seguida, na Figura 27, é apresentada a arquitetura que o emulador de baterias estudado apresenta.



**Figura 27** Arquitetura do sistema presente em [13], [14], [15].

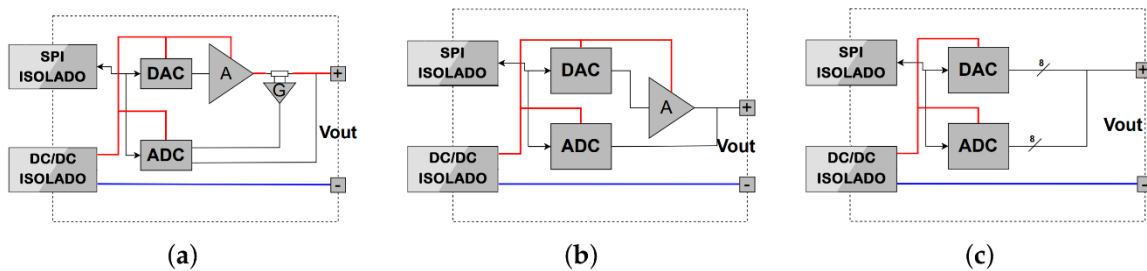
A arquitetura em apreço permite a comparação entre a informação resultante da comunicação com o BMS em teste e a saída imposta pelo emulador, sendo possível a avaliação de inconsistências. Composto por uma placa de base, que serve de barramento, cada sistema padrão pode compreender até 8 módulos de tensão (que podem ser ligados em série), 1 módulo de temperatura, 1 módulo de corrente e 1 módulo de controlo. Esta estrutura modular permite a alteração do sistema sem a necessidade de mudar toda a plataforma. O conjunto é alimentado por conectores, presentes na placa base, onde é conectada uma fonte de alimentação externa. As conexões para a comunicação externa também saem destes conectores. A Figura 28 reflete um diagrama de blocos e uma renderização em 3D (3 dimensões) da solução apresentada.



**Figura 28** Módulo padrão: Diagrama de blocos (a) e render 3D (b) [13], [14], [15].

Os módulos comunicam entre si através de SPI (*Serial Peripheral Interface*). A placa base é alimentada a 48 V, limitando a corrente máxima no barramento quando todos os módulos fornecem corrente máxima à saída. Para que seja possível a ligação em série entre células, é necessário o isolamento de todos os barramentos, incluindo os responsáveis pela comunicação e alimentação. Cada módulo compreende um conversor CC/CC, que transforma a tensão do barramento para a tensão necessária para o funcionamento dos diversos componentes. A tensão mínima de isolamento de tensão garantida pelos dispositivos de isolamento é de 600 V. O número máximo de células passíveis de serem conectadas em série corresponde ao quociente entre o valor mínimo de isolamento garantido e a tensão máxima de cada célula. Uma vez que a tensão máxima de cada célula é de 5 V, o máximo de células conectadas em série corresponderia a 120 células [13], [14], [15].

A arquitetura dos módulos de emulação de tensão, sensores de corrente e temperatura apresentam um *design* semelhante, o qual assenta nas relações entre um ADC e um DAC. O DAC será controlado pela placa de controlo, que, por sua vez, é controlada pelo computador externo. Este DAC definirá a tensão de saída de cada módulo, varia-a conforme o circuito analógico presente em cada tipo. As medições destas grandezas são realizadas pelo ADC. Esta arquitetura permite um *loop* de retorno, o que melhora a precisão do controlo. Diagramas descritivos da arquitetura de cada módulo são ilustrados na Figura 29.



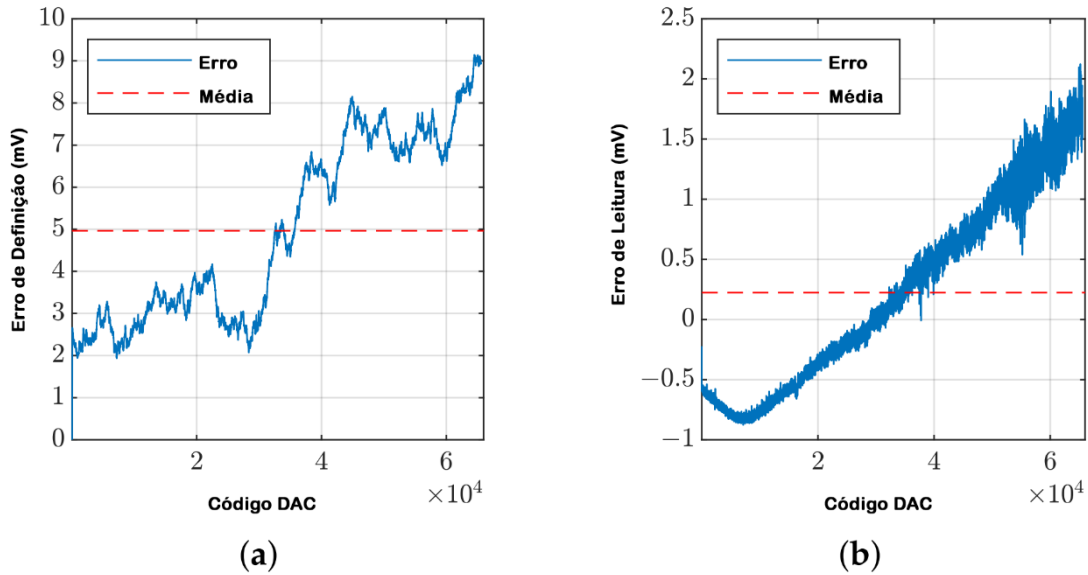
**Figura 29** Arquitetura do módulo: emulador de tensão (a); emulador de sensores de corrente (b); emulador de sensores de temperatura (c) [14].

O módulo de tensão é baseado num DAC de 16 bit, DAC8501 da *Texas Instruments*. Este gera a tensão de entrada no amplificador operacional (AmpOp), OPA569, também da *Texas Instruments*. Este amplificador operacional funciona na configuração não inversora e apresenta um ganho igual a 2. Caracteriza-se por ter um *output rail-to-rail* (ou seja, com capacidade de variar entre os limites inferior e superior da tensão de alimentação) e uma corrente de saída configurável até um máximo de 2 A. Para a realização da medição da corrente de saída, uma resistência de derivação com o valor de 5 m $\Omega$  é ligada em série com a saída do AmpOp. A queda de tensão nesta resistência é amplificada pelo sensor amplificador de corrente INA186 da *Texas Instruments*, definido com um ganho de 50 e conectado em paralelo com a resistência de derivação. A tensão de saída do AmpOp e a saída do amplificador de corrente são registadas pelo ADC de 16 bit MCP3464, de *Microchip Technology*. Os módulos de simulação de sensores de temperatura e corrente são descritos com maior detalhe em [14].

## 5.4. CARACTERIZAÇÃO DO SISTEMA PADRÃO E DO MÓDULO EMULADOR DE TENSÃO

Para caracterizar o sistema padrão apresentado, realizaram-se testes práticos numa plataforma constituída por uma placa base com 4 módulos de emulação de tensão e módulos de emulação de sensores de corrente e temperatura. Uma fonte de alimentação, *TTi QPX1200SP*, providencia a alimentação para o sistema. A saída de um dos módulos de emulação de tensão é ligada a uma SMU (*Source Measure Unit*), *Keithley 2460*, para caracterizar a curva I-V do módulo. A utilização deste equipamento permite o controlo da corrente de saída e mede os valores usados como referência para avaliação da capacidade e precisão do módulo. O controlo tanto do SMU, como do sistema padrão a avaliar são feitos através de um computador. Os testes foram todos realizados à temperatura ambiente.

O módulo emulador de tensão começa por ser testado através de um varrimento completo da gama de valores do registo que controla a saída do DAC. Este teste é feito sem nenhuma carga aos terminais do módulo. Dez amostras são recolhidas, tanto dos valores lidos pelo ADC, como dos obtidos pelo SMU. Esta metodologia permite a avaliação da precisão da definição e leitura de valores de tensão do DAC e ADC, respetivamente. Com cada valor de definição da tensão, obtido por amostragem, é feita uma média que permite a comparação com os valores teóricos. No que concerne aos valores de leitura, estes são ponderados tendo em conta o desvio entre os valores medidos pelo ADC e o padrão definido pelo SMU. Na Figura 30 estão representados os resultados desta análise.



**Figura 30** Caracterização da capacidade de definição (a) e leitura (b) erro em vazio [14].

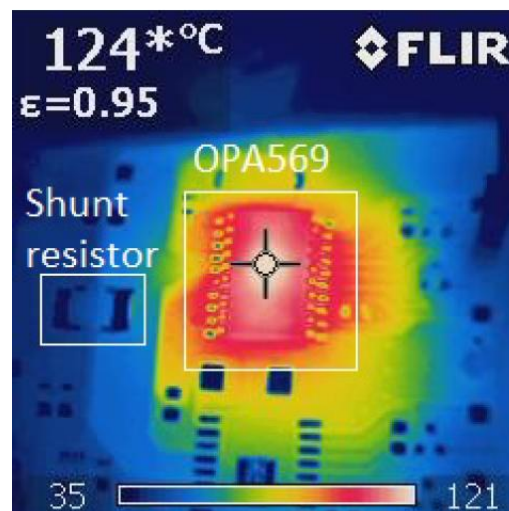
O erro na definição de tensão de saída varia entre 2 mV e 9 mV, sendo que, em média o valor do erro corresponde a 4,96 mV e o desvio padrão em 2,15 mV. Conclui-se que o erro de definição é menor do que 0.2% do valor da escala total. Em relação ao erro de leitura, o valor de erro varia entre -1 mV e 2 mV, com um desvio padrão de 0,78 mV. Estes resultados indicam um grau satisfatório de precisão na leitura e definição. Devido ao erro, ainda que marginal, na leitura, é ainda evidenciado que estes valores podem ser melhorados por meio de um controlo ativo da saída do DAC, tendo como *feedback* as leituras do ADC [13], [14], [15].

Com o fito de testar os valores de medição das correntes de saída com diferentes cargas, é desempenhada uma análise térmica preliminar. Pretende-se obter o valor máximo de corrente que o módulo consegue absorver ou fornecer. As potências dissipadas pelo AmpOp ( $P_{diss}$ ) podem ser obtidas segundo a equação 16:

$$\begin{cases} P_{diss} = (V_{CC} - V_{OUT})I_{OUT} & \text{se } I_{OUT} > 0 \\ P_{diss} = -V_{OUT}I_{OUT} & \text{se } I_{OUT} < 0 \end{cases} \quad (1)$$

$V_{CC}$  corresponde à tensão de alimentação, neste caso de 5 V, e  $V_{OUT}$  e  $I_{OUT}$  representam a tensão e corrente de saída, respetivamente. Como a tensão de saída varia entre 0,5 V e 4,5 V, os cenários onde é maior a potência dissipada são:  $V_{OUT}$  igual a 0,5 V e  $I_{OUT}$  positiva, ou seja, serve como fonte de corrente;  $V_{OUT}$  igual a 4,5 V e  $I_{OUT}$  negativa, ou seja, absorve

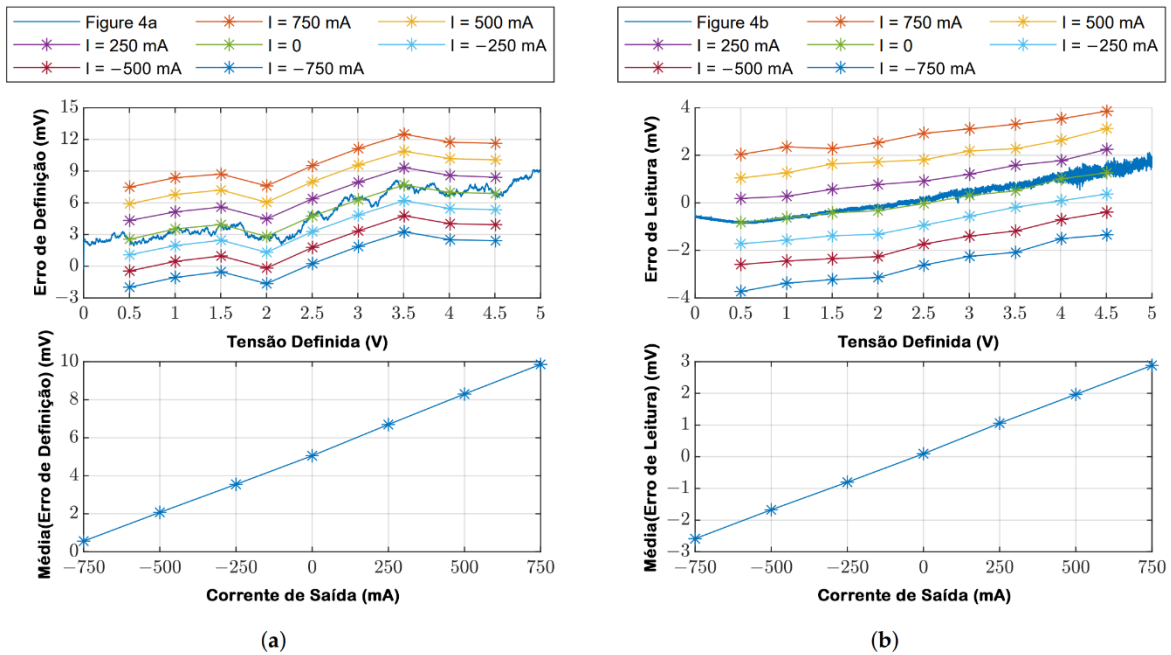
corrente. A análise de qual seria a corrente máxima, que permitiria que as especificações máximas absolutas do AmpOp não fossem excedidas, é feita através de uma amostragem da temperatura do sistema em tempo real, realizada por uma câmara infravermelhos “Flir i50”. Atendendo a que a temperatura máxima absoluta do amplificador é de 125 °C, esta é atingida decorridos 15 minutos, quando os valores de corrente de saída variam entre 750 mA e – 750 mA. Este resultado pode ainda ser melhorado com refrigeração ativa, no caso, a implementação de duas ventoinhas, o que duplica a capacidade de fornecimento e absorção de corrente. O aquecimento do AmpOp cria também um gradiente de temperatura que se dissemina pela placa. Como a medição de corrente é feita com recurso a uma resistência de derivação, poderá haver um efeito Seebeck. Recomenda-se a utilização de uma resistência com um coeficiente de força eletromotriz térmica baixo. A Figura 31 mostra uma imagem do AmpOp OPA569 em funcionamento em regime permanente, capturada pela câmara infravermelhos, com uma temperatura de 124 °C e após um teste de esforço de duração igual a 15 minutos.



**Figura 31** Imagem térmica do OPA569 medida com uma câmara de infravermelhos Flir50 [14].

Caracterizou-se o módulo em vários níveis de corrente e tensão. A tensão de saída varia de 0,5 V a 4,5 V com passos de 0,5 V. Para cada um dos níveis de tensão, varia também a corrente de saída, entre a gama de valores de -750 mA e 750 mA e com passos de 250 mA. Em cada par de valores de corrente e tensão, o sistema é mantido em funcionamento constante durante 5 minutos. O intuito é verificar se as variações térmicas resultantes do aquecimento do AmpOp têm influência sobre a saída. Após cada teste, ao sistema é

imposto uma carga vazia que o arrefece e evita a contaminação dos resultados por influência de estados anteriores. É aferida a média das 10 primeiras amostras de cada estado e compara-se à referência para determinar repercussão dos erros das correntes e tensões de saída. Na Figura 32, são visíveis os resultados dos erros de definição e leitura de tensão e corrente de saída nos diferentes estados, incluindo a caracterização do estado em vazio representado na Figura 30.

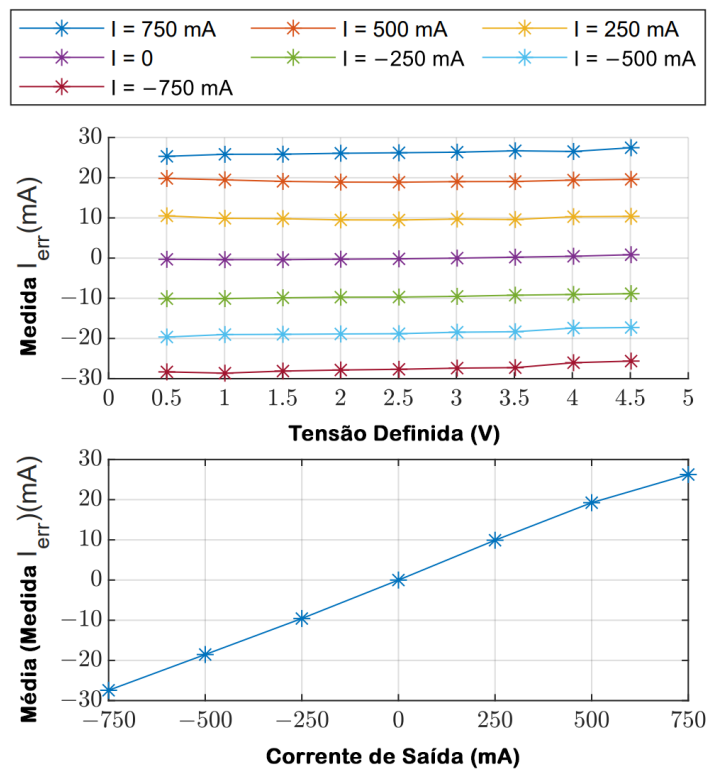


**Figura 32** Erro na definição da tensão de saída (a) e erro na leitura da tensão de saída (b) para diferentes valores de corrente de saída imposta. Erros em função do valor programado, erro de definição e leitura em vazio (gráficos na parte superior). Média dos erros de definição e de leitura em função da corrente de saída (gráficos da parte inferior) [14].

Todos os estados apresentam um comportamento semelhante entre si, com diferença num aumento constante do erro que representa a transladação do mesmo. É possível modelar o sistema graças a este comportamento transversal e, por isso, melhorar a precisão, recorrendo a um algoritmo de controlo [13], [14], [15].

Para verificar o efeito que a temperatura do AmpOp tem em relação às saídas, compararam-se a média das primeiras 10 amostras, ocorridas no início do período de 5 minutos, e a médias das últimas amostras do mesmo período. A diferença no erro de definição entre as duas médias é sempre menor do que 0,62 mV. Verifica-se pouca influência da temperatura do AmpOp nas saídas.

O erro de medição de corrente é calculado usando o mesmo procedimento. As primeiras 10 amostras recolhidas pelo ADC são comparadas com a referência do SMU. A Figura 33 mostra o erro na medição da corrente em função da tensão de saída definida. Do mesmo modo, a Figura 33 demonstra a média do erro de medição de corrente em função da corrente de saída definida.



**Figura 33** Erro médio da corrente medida em função do valor de tensão de saída programado (gráficos na parte superior). Média dos erros de leitura da corrente de saída em função da corrente definida à saída. (gráficos da parte inferior) [14].

Através da análise da Figura 33, compreende-se que o erro se estabelece nos 4%. O seu valor mantém-se praticamente constante quando ocorre o aumento de tensão de saída, mantendo-se a corrente exigida à saída. Devido à linearidade do erro médio em função da corrente de saída, o autor sugere a interpolação dos resultados com o intuito de implementar num procedimento de calibração [14].

Por fim, realiza-se a análise do tempo de resposta do sistema, que é realizada com o recurso a um osciloscópio (*Tektronix MS056*), efetuando uma variação em degrau do valor de corrente de saída, desde o mínimo até ao máximo, com correntes de -750 mA, 0 mA e 750 mA. Tendo sempre em linha de conta que os principais fatores que contribuem para o

tempo de resposta do sistema recaem sobre: a comunicação da configuração do DAC e a sua aplicação, e o tempo de estabelecimento do AmpOp. Atendendo a que o DAC necessita de 3 bytes para a sua configuração, e considerando que a velocidade da transmissão da interface SPI se estabeleceu em 1 Mbit/s, o tempo de configuração é 24  $\mu$ s. O tempo de estabelecimento do AmpOp foi medido com o osciloscópio e o seu valor recai em 27  $\mu$ s. O total, então, fixa-se em 51  $\mu$ s, o que equivale a uma frequência de cerca de 20 KHz [13], [14], [15]. As principais características obtidas experimentalmente estão descritas na Tabela 4.

**Tabela 4 Restrições no design do emulador de tensões de células [14].**

	<b>Trabalho Desenvolvido</b>
<b>Arquitetura Da Célula</b>	OPAMP + external 16 bit DAC/ADC
<b>Resolução da Tensão</b>	76 $\mu$ V
<b>Precisão da Tensão</b>	$\pm 2$ mV <sup>3</sup>
<b>Corrente Máxima</b>	1.25 A
<b>Precisão da Corrente</b>	$\pm 25$ mA <sup>3</sup>
<b>Tempo de Definição</b>	51 $\mu$ s
<b>Preço</b>	<b>Baixo</b>

<sup>3</sup> Com arredondamento

## 5.5. POSSÍVEIS MELHORIAS DO SISTEMA ANALISADO

As especificações fundamentais desta solução demonstram um resultado próximo dos objetivos definidos. Não obstante, existe oportunidade de melhoria.

Estabeleceu-se que o maior erro de leitura de corrente é 25 mA, em módulo. Para aplicações de alta potência, o valor pode ter pouco significado; no entanto, quando o contexto é o de controlo e supervisão de baterias de pequena capacidade, este valor torna-se prejudicial. Sendo o erro elevado por princípio, qualquer controlo ou estimativa do SOH e SOC torna-se improvável. É imperativo uma melhoria da sua resolução. Como sugerido pelo autor, podem ser aplicados algoritmos de controlo e calibrações a cada constituinte

dos módulos. Um mecanismo capaz de comutar a resistência de derivação associada à medição de corrente poderá, eventualmente, ser benéfico. A alteração do seu valor resistivo intrínseco corresponderia a um aumento de resolução significativo, o que permitiria a amplificação e a quantificação precisa de múltiplas gamas de potenciais elétricos, utilizando o amplificador de instrumentação INA186 (uma vez que este apresenta resolução à escala do  $\mu\text{A}$ ).

Para além de uma medição de corrente mais precisa, um sistema de refrigeração robusto viabilizaria um aumento na capacidade de fornecimento e absorção de corrente. A aplicação de um mecanismo de refrigeração, como uma ventoinha junto ao AmpOp, ou a aplicação de um plano *Quad-Flat-No Lead* para a dispersão da energia térmica podem constituir eventuais soluções.

Quanto à definição e medição da tensão à saída do circuito, a seleção, respetivamente, de um DAC e um ADC com maior resolução resultaria num aumento de precisão em ambos os pontos. Conjuntamente, a aplicação de um microcontrolador capaz de realizar calibrações rotineiras, controlos em tempo real e integrar o sistema de forma a que possa funcionar autonomamente, ou seja, sem a imposição de uma placa de controlo acessória, seria favorável.

# 6. DESENVOLVIMENTO DA SOLUÇÃO

O capítulo seguinte consiste na exposição da solução desenvolvida. É feita a explanação dos seguintes tópicos: a arquitetura e as razões para a escolha dos seus componentes; melhorias face a outras soluções; métodos de funcionamento dos grupos de componentes, e *design* da placa de circuito impresso. Compreendido neste capítulo encontra-se também a apresentação da GUI (*Graphical User Interface*) e as suas funcionalidades.

## 6.1. ARQUITETURA

A arquitetura apresentada recai sobre o mesmo conceito abordado no capítulo 5, tendo sido implementadas, porém, algumas modificações para responder às suas maiores falhas.

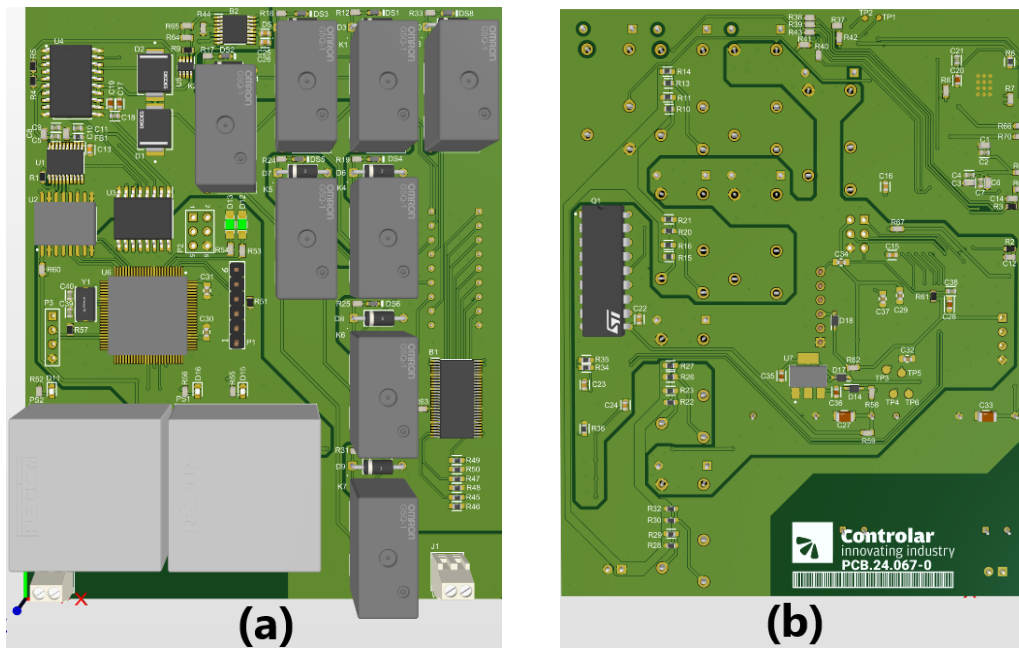
O sistema é controlado através de um microcontrolador que gere todas as relações entre componentes. Recorre-se à mesma lógica de utilização de um DAC em série com um AmpOp: o microcontrolador define a tensão de saída do DAC, que, por sua vez, define a tensão de entrada no AmpOp. Este encontra-se no modo de operação amplificador não inversor (com um fator de ganho igual a 2).

A saída do AmpOp é ligada a uma árvore de relés, em formato demultiplexador, com o propósito de permitir a seleção de diferentes resistências de derivação. As resistências de derivação viabilizam a utilização de um amplificador de medição de corrente que, com a variação desta resistência, permite a amplificação e medição numa determinada gama de correntes. O controlo sobre os relés é implementado pelo microcontrolador, que, utilizando comunicação I2C (Inter-Integrated Circuit) não isolada, seleciona o estado dos GPIOs (General-Purpose Input/Output). Estes pinos são as entradas do *driver* de portas, que, quando uma entrada se encontra ativa, fornecem alimentação para a comutação do estado dos relés.

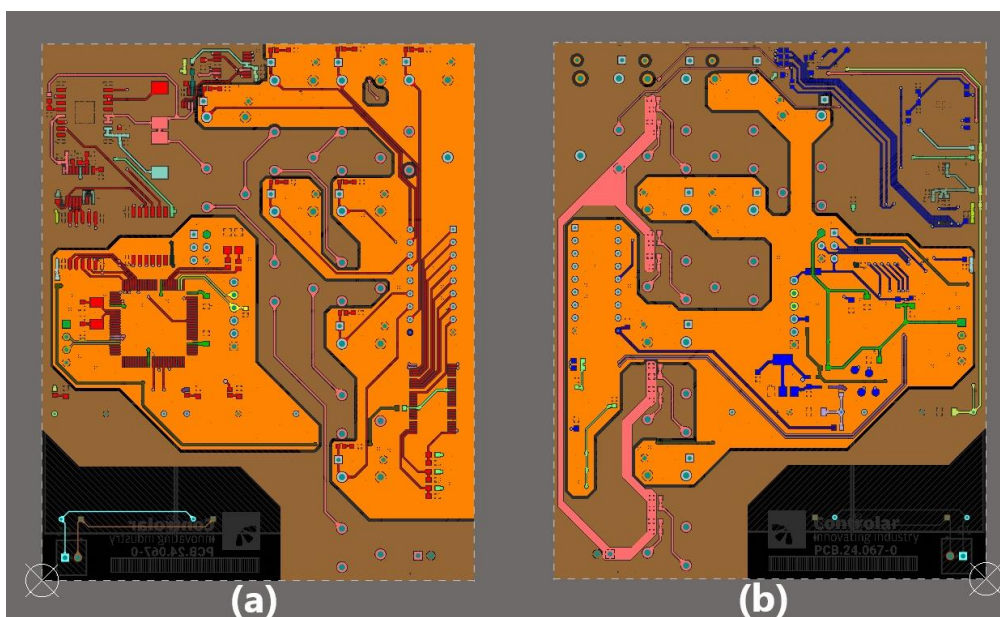
À saída de cada componente, está ligado um canal de um ADC que não só funcionará como retorno para uma possível calibração ou controlo, mas também como forma de garantir o correto funcionamento de cada componente. O controlo do DAC, a leitura de valores obtidos pelo ADC, e os sinais relevantes para o bom funcionamento do sistema são feitas através da comunicação por SPI. A comunicação é isolada galvanicamente do sistema. Desta forma, é possível a comunicação com um controlador externo para tarefas computacionais mais intensas e para garantir a capacidade de ligação em série de vários módulos semelhantes. Na Figura 34, encontra-se representada a arquitetura descrita.



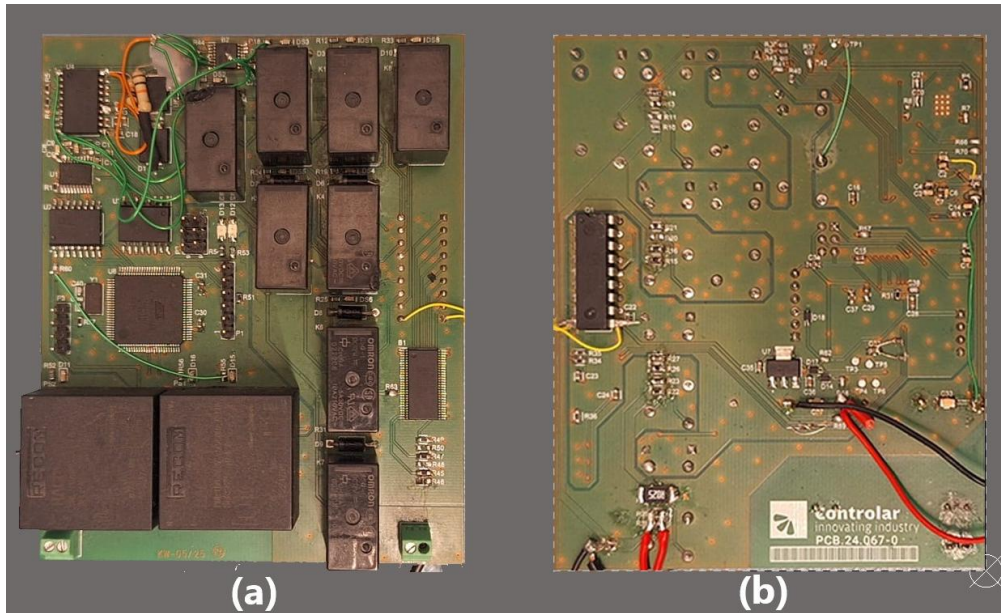
proporcional à corrente fornecida. Atento o exposto, implementou-se um *Quad-Flat-No Lead*, conectando o AmpOp ao seu plano de massa, permitindo, conseqüentemente, a dispersão desta energia por todo o plano. As alterações descritas são representadas na Figura 36. Para facilitar a utilização da PCB, dois conversores de tensão foram adicionados, de modo a garantir o fornecimento de tensões de 5 V e 12 V necessárias. Na Figura 36 é possível ver os diferentes planos de massa, enquanto na Figura 37 é possível ver a PCB final.



**Figura 35** Placa de circuito impresso desenvolvida (a) vista frontal (b) vista traseira.



**Figura 36** Representação das camadas da PCB desenvolvida (a) vista frontal (b) vista traseira.



**Figura 37** PCB desenvolvida (a) vista frontal (b) vista traseira.

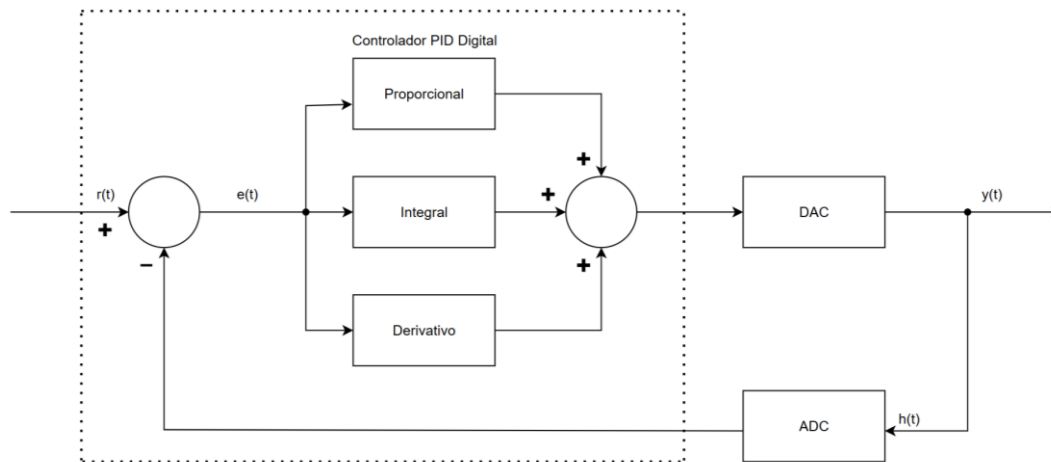
### 6.3. SAÍDA EM TENSÃO DA SOLUÇÃO

Como retratado no capítulo anterior, uma das falhas do sistema que ora analisamos é a imprecisão na definição de tensão. A solução apresentada pretende corrigir este problema com a implementação de um ADC mais preciso. O ADC escolhido é o ADS1220 da *Texas Instruments*, caracterizado por ter 24 bits de precisão, 4 entradas analógicas independentes (que podem funcionar com 2 canais diferenciais), e opção de realizar auto-calibração via *software* (corrigindo o desvio interno e o ganho), o que, conseqüentemente, minimiza o erro de leitura.

Ao integrar um ADC com maior resolução, é possível corrigir a saída do DAC com maior precisão, resolvendo parcialmente o problema do erro na definição de tensões de saída. O DAC escolhido é o DAC81401, desenvolvido pela *Texas Instruments* com 16 bits de resolução e um canal de saída. A opção recai sobre este DAC em detrimento de outros por força da sua robustez de funcionamento, ideal para o ambiente industrial.

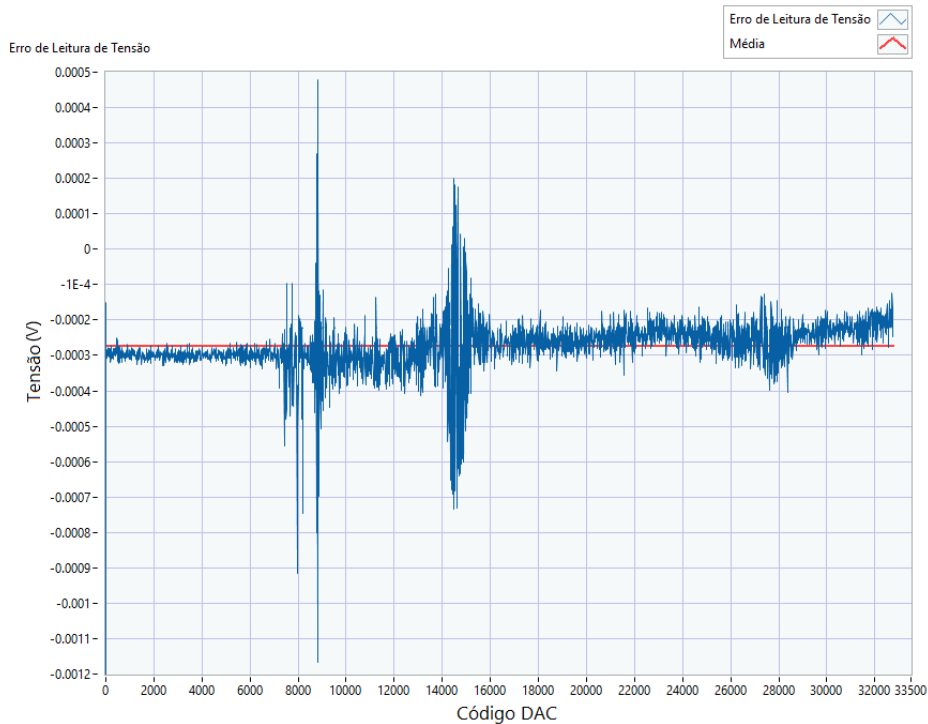
Com a arquitetura atual, é possível definir a tensão de saída do DAC e, após esta ser amplificada, medir o seu valor com o ADC. Isto corresponde a um sistema linear, discreto, invariante no tempo e com realimentação. Este tipo de sistema é o ideal para a utilização

da metodologia de controlo PID (Proporcional-Integral-Derivativo). A variável a controlar corresponde à tensão e, para esta, é definido um *setpoint*. Utiliza-se a leitura do ADC da tensão de saída para calcular o erro correspondente à diferença entre esta e o *setpoint*. Com este erro, calcula-se, então, um novo valor a impor na saída do DAC. Este processo repete-se até que o valor do *setpoint* mais a tolerância seja atingido. Um digrama do sistema proposto está representado na Figura 38.



**Figura 38** Controlador PID digital.

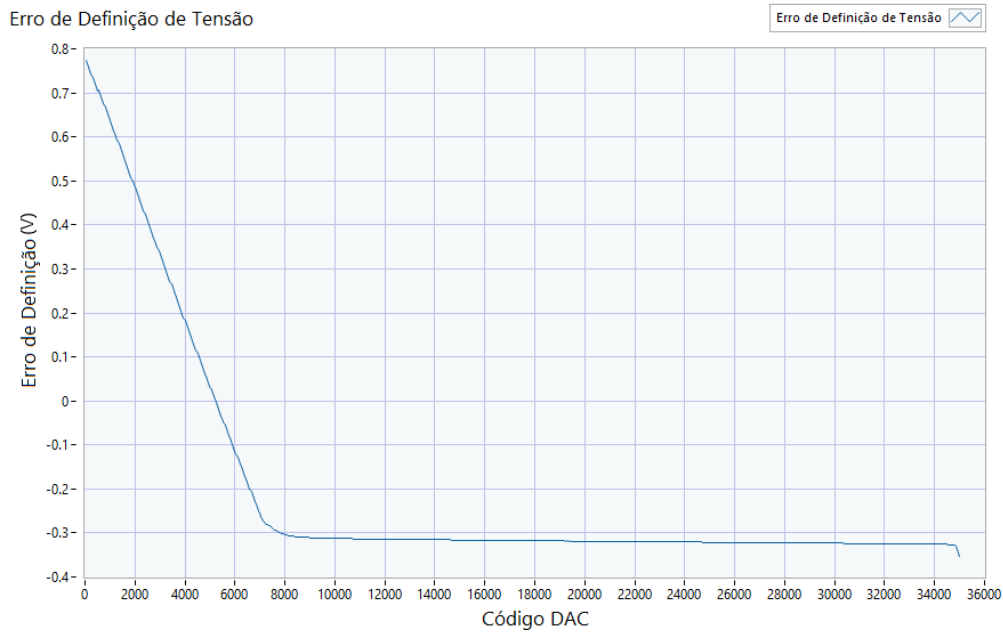
Para comprovar se esta solução seria viável, testou-se primeiramente a capacidade da saída em tensão, em carga vazia, sem qualquer tipo de controlo, do sistema desenvolvido. Aos terminais de saída ligou-se o multímetro de alta precisão, *Keysight 34461A*, na função de medição de tensão. Percorreu-se todos os códigos de saída do DAC, de forma a verificar a capacidade total da definição de tensão, assim como a precisão da leitura em tensão. As leituras realizadas pelo ADS1220 são comparadas com as medições do multímetro, para verificar o erro de leitura do sistema. Esta diferença é apresentada na Figura 39.



**Figura 39** Erro de leitura de tensão em função do código de saída do DAC.

O maior erro de leitura registado foi de  $-1,20$  mV, enquanto o erro médio, calculado sobre a totalidade da gama de códigos de saída, corresponde a  $-0,27$  mV. O desvio padrão da amostra apresenta um valor de  $98,17$   $\mu$ V, sendo a variância associada de  $9,6$   $nV^2$ . Estes resultados evidenciam uma elevada precisão e qualidade na leitura da tensão de saída do sistema, confirmando a sua adequabilidade para aplicações que exigem medições rigorosas e estáveis.

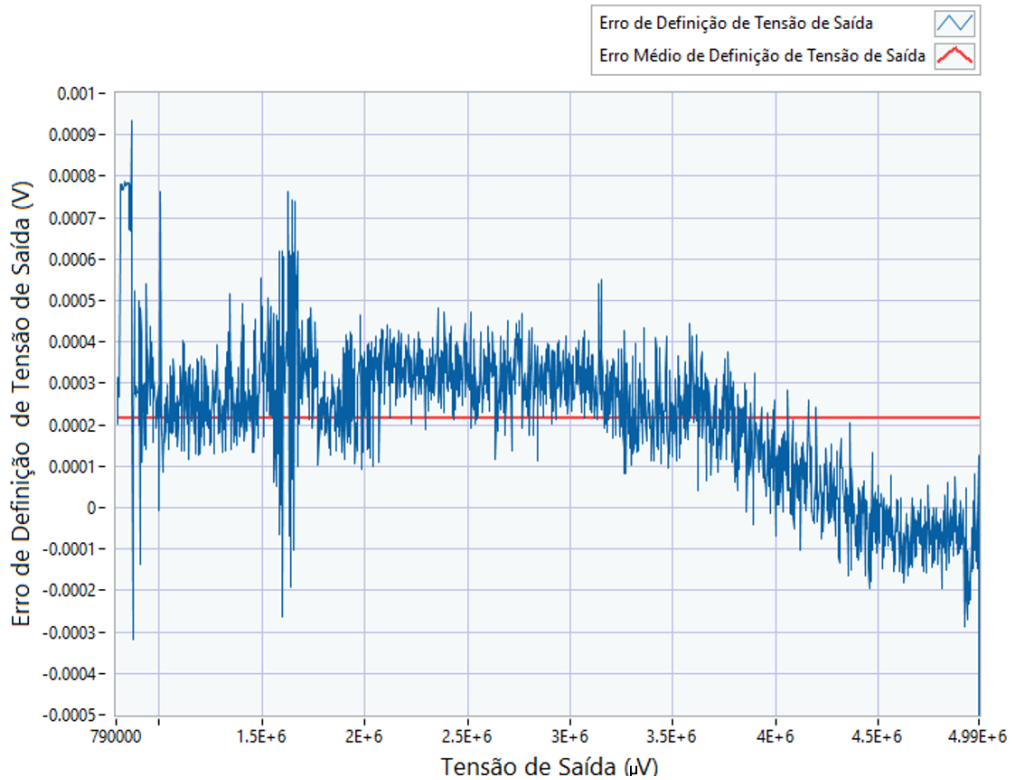
No que diz respeito à capacidade de definição da tensão de saída, percorre-se a gama de códigos de saída do DAC, comparando o dobro do respetivo valor de tensão de saída, descrita no *datasheet*, com a medição do multímetro da saída real. Esta comparação com o dobro do valor da tensão de saída deve-se ao facto de a saída do DAC ser amplificada por um fator de 2 pelo AmpOp. A Figura 40 demonstra esta comparação.



**Figura 40** Erro de definição de tensão em função do código de saída do DAC.

O maior erro de definição de tensão corresponde a um valor 0,77 V, causado pela inability do sistema funcionar com tensões inferiores a 0,80 V. Para além disso, pode concluir-se que o sistema altera a saída do DAC, causando um desvio de -0,33 V na grande maioria da escala do código do DAC. Claro está que a função sem qualquer tipo de algoritmo de controlo é irrealista. De forma a solucionar este problema, aplicou-se o algoritmo de controlo através do método PID, conforme idealizado e representado na Figura 38.

A avaliação da eficácia do processo de controlo PID definiu-se com recurso a uma metodologia de teste baseada na medição da tensão de saída do sistema e na comparação desta medição com o valor de tensão de referência imposto. Para garantir a fiabilidade dos resultados obtidos, foi utilizado o multímetro de alta precisão *Keysight 34461A*. O ensaio consiste na variação do valor de referência desde o valor inicial de tensão de 0,79 V até 5 V, com incrementos de 2,5 mV. Regista-se, em cada ponto, o erro associado à diferença entre o valor pretendido e o valor efetivamente medido. Na Figura 41, encontra-se representado o erro na definição de tensão de saída resultante da aplicação do controlo PID.



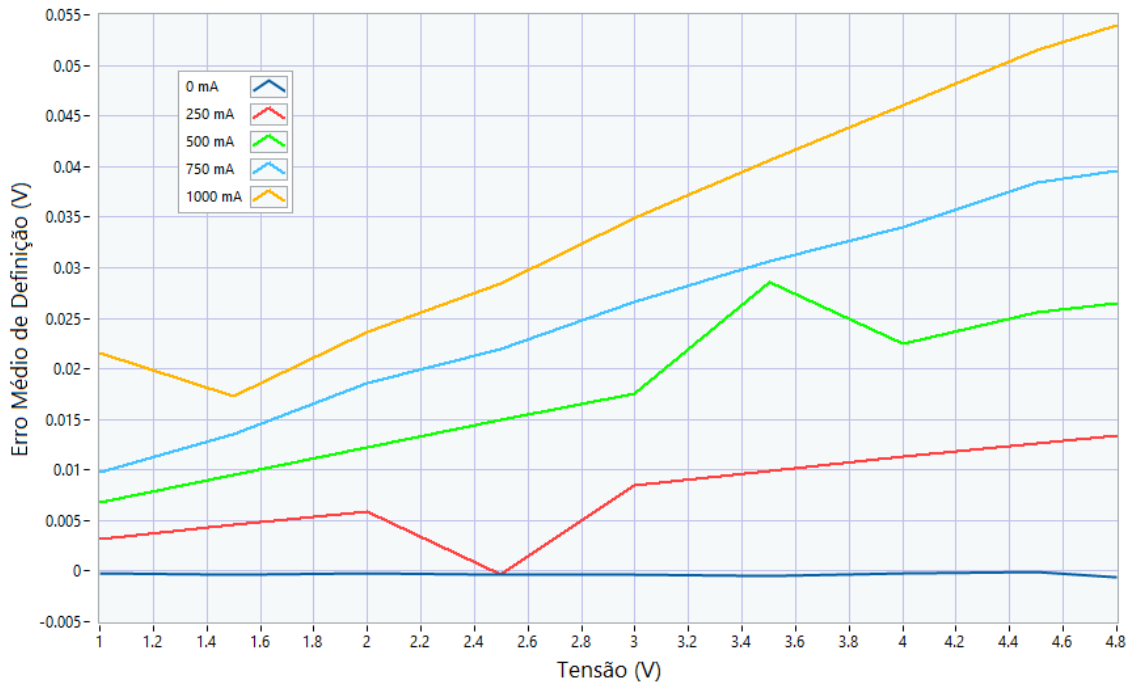
**Figura 41** Erro de definição de tensão em função da tensão de saída pretendida.

O maior erro corresponde a 0,93 mV, e a média do erro de definição de tensão com controlo PID equivale a 214,85  $\mu\text{V}$ . O desvio padrão da amostra apresenta um valor de 175,4  $\mu\text{V}$ , sendo a variância associada de 30,76  $\text{nV}^2$ . Estes resultados evidenciam que o sistema é capaz de assegurar um controlo preciso e estável da tensão de saída, validando a eficácia do algoritmo de controlo PID implementado.

Por forma a caracterizar totalmente a saída em tensão, o sistema foi exposto a diferentes valores de carga. Varia-se a tensão desde 1 V até 5 V, com passos de 0.5 V, enquanto a carga é variada de modo que o valor de corrente varie entre 0 A e 1 A, com passos de 250 mA para cada passo de tensão. Para garantir a precisão dos valores de carga aplicados, utilizou-se o equipamento *DC Electronic Load Chroma 63610*, o qual possibilita a simulação de cargas com parâmetros definidos programaticamente. Cada passo de corrente é mantido durante 5 minutos antes de qualquer medição, caracterizando a saída em tensão em relação ao valor de corrente e, simultaneamente, permitindo a avaliação do possível efeito térmico derivado do aquecimento do OPA569.

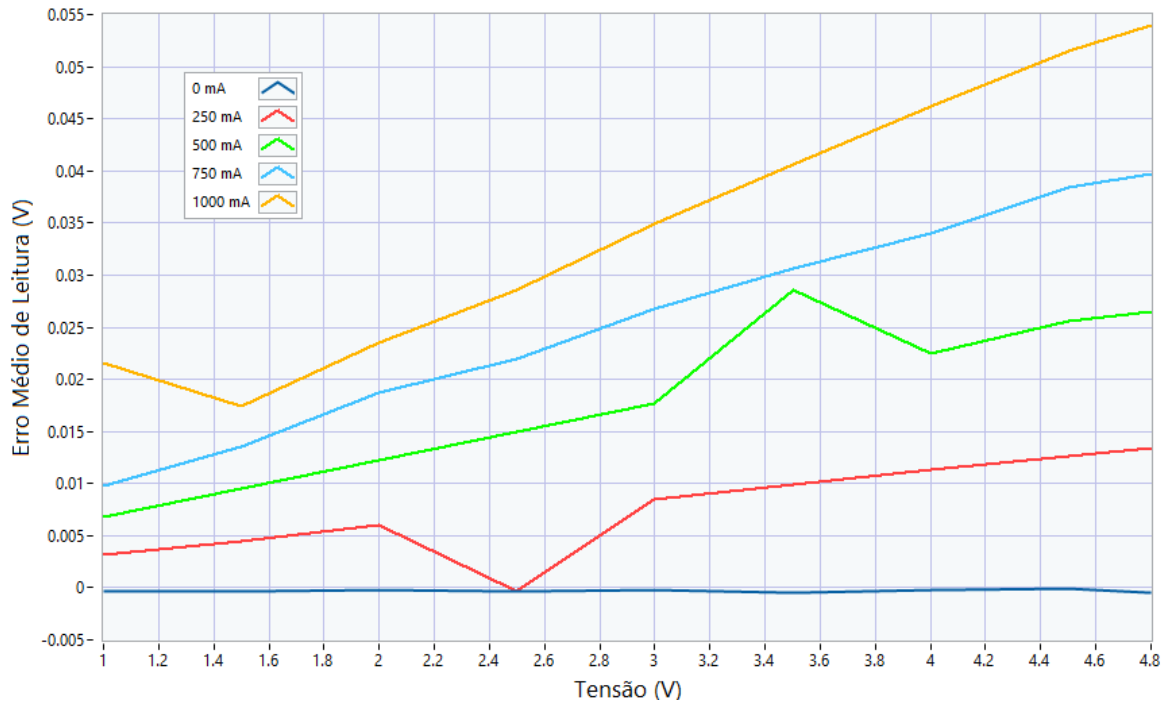
São feitas 10 amostragens do valor de tensão com o sistema e, em paralelo, são realizadas medições com o multímetro *Keysight 34461A*. Calcula-se o erro de leitura, subtraindo as duas medições, e o erro médio. O valor de erro de definição obtém-se da diferença entre o valor medido pelo multímetro e o valor de referência. Na Figura 42 e na Figura 43, encontra-se o reportes dos erros médios de definição e leitura do sistema, respetivamente.

Erro de Definição de Tensão



**Figura 42** Erro médio de definição de tensão em função da tensão de saída pretendida, com diferentes valores de corrente de saída.

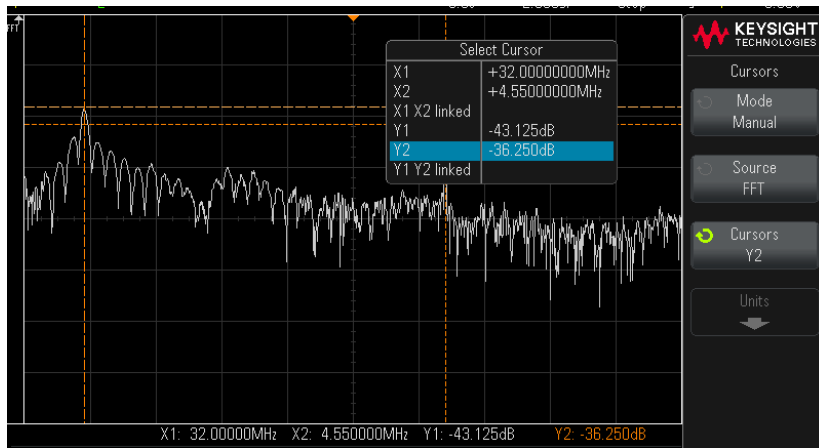
Erro de Leitura de Tensão



**Figura 43** Erro médio de leitura de tensão em função da tensão de saída pretendida, com diferentes valores de corrente de saída.

Os resultados práticos demonstram que, quando o sistema é submetido a qualquer carga na saída, a sua capacidade de definição e leitura em tensão é afetada significativamente. O sistema não é capaz de fornecer, nem de medir, tensão de forma precisa. Conforme a carga aumenta, a capacidade de definição e leitura de tensão piora, fixando-se o erro máximo em ambas as modalidades em cerca de 54 mV. A semelhança entre a Figura 42 e a Figura 43 confirma que o sistema não é capaz de compensar a tensão à sua saída, efeito que se intensifica à medida que a carga aumenta.

Com uma análise do espectro em frequência do sistema, realizada com o osciloscópio *Keysight DSOX1102G*, é possível concluir que o sistema permite a passagem de várias componentes de alta frequência, que contribuem para o deterioramento da qualidade da saída da tensão. A análise realizada pode ser considerada na Figura 44.



**Figura 44** Resposta em frequência do sistema desenvolvido.

## 6.4. SAÍDA EM CORRENTE DA SOLUÇÃO

O amplificador de corrente selecionado foi o INA186, à semelhança da solução do capítulo 5, devido à sua capacidade de amplificar correntes bidirecionais de, no mínimo, 1  $\mu\text{A}$ . Devido ao grande erro na medição de corrente do sistema avaliado previamente, a função do amplificador de corrente melhora através da integração de um demultiplexador (constituído por múltiplos relés organizados numa árvore de 1 entrada para 8 saídas). Este permite escolher ainda várias resistências de derivação e, por consequência, alterar a gama de correntes em que a amplificação e medição é exequível.

As diferentes resistências de derivação são obtidas segundo a equação 17, onde:  $V_{OUT}$  corresponde à tensão de saída do amplificador de corrente;  $V_{REF}$  à tensão de referência do amplificador;  $I_{LOAD}$  à corrente da carga, em série com a resistência de derivação;  $R_{SENSE}$  - ao valor da resistência de derivação, e  $Gain$  ao ganho definido no amplificador.

$$V_{OUT} - V_{REF} = I_{LOAD} * R_{SENSE} * Gain . \quad (2)$$

Neste tipo de amplificadores, um dos principais fatores de erro de medição de baixas correntes é o *offset* de entrada do amplificador. Este *offset* representa a tensão diferencial mínima não nula aos terminais do amplificador, que é passível de ser interpretada como corrente real, afetando, assim, a precisão da leitura. Quando  $I_{LOAD} = 0$ , idealmente

$V_{OUT} = V_{REF}$ . No entanto, devido ao *offset* de entrada ( $V_{OFFSET}$ ), o amplificador interpreta, erradamente, uma corrente ( $I_{OFFSET}$ ) equivalente à equação 18.

$$I_{OFFSET} = \frac{V_{OFFSET}}{R_{SENSE}}. \quad (3)$$

Pode calcular-se o erro percentual introduzido pela presença do *offset* em função da queda de tensão na resistência de derivação ( $V_{SENSE}$ ). O erro é dado pela equação 19:

$$Erro (\%) = \frac{V_{OFFSET}}{V_{SENSE}} * 100. \quad (4)$$

Considerando que o valor máximo de *offset* especificado no *datasheet* do INA186 equivale a  $\pm 50 \mu V$ , quando se garante uma queda de tensão na resistência de derivação, múltiplas vezes superior ao *offset* de entrada, limitamos a sua influência. Para o projeto em questão, o valor mínimo de  $V_{SENSE}$  ficou definido como 5 mV, garantindo um erro de *offset* <1%. Além disso, definiu-se que o  $V_{SENSE}$  máximo situar-se-ia nos 40 mV, para garantir que o  $V_{OUT}$  não ultrapasse o  $V_{REF}$ , o qual foi definido a 2,5 V para possibilitar o funcionamento bidirecional.

Assumindo que é pretendido a medição de corrente amplificada, desde 5  $\mu A$  até 1,5 A, por um amplificador com ganho igual a 50, a Tabela 5 compreende as diferentes gamas de correntes a medir, assim como as condições nas quais estas funcionam. Estas condições são: a resistência de derivação selecionada, a corrente máxima capaz de ser medida, a tensão de saída e a queda de tensão na resistência máximas (quando a corrente é máxima), e o erro relativo máximo da medição. Segue-se, então, a Tabela 5:

**Tabela 5** Configurações para medição de corrente com o INA186.

<b>Rshunt (<math>\Omega</math>)</b>	<b>Corrente (A)</b>	<b>Vshunt (mV)</b>	<b>VOUT (V)</b>	<b>Erro Offset (%)</b>
<b>1000</b>	$\pm (5 \mu\text{A} - 40 \mu\text{A})$	$\pm (5 - 40,0)$	$2,5 \pm 2,0$	$1 - 0,125$
<b>200</b>	$\pm (25 \mu\text{A} - 200 \mu\text{A})$	$\pm (5 - 40,0)$	$2,5 \pm 2,0$	$1 - 0,125$
<b>50</b>	$\pm (100 \mu\text{A} - 800 \mu\text{A})$	$\pm (5 - 40,0)$	$2,5 \pm 2,0$	$1 - 0,125$
<b>10</b>	$\pm (0,5 \text{ mA} - 4 \text{ mA})$	$\pm (5 - 40,0)$	$2,5 \pm 2,0$	$1 - 0,125$
<b>2</b>	$\pm (2,5 \text{ mA} - 20 \text{ mA})$	$\pm (5 - 40,0)$	$2,5 \pm 2,0$	$1 - 0,125$
<b>0,5</b>	$\pm (10 \text{ mA} - 80 \text{ mA})$	$\pm (5 - 40,0)$	$2,5 \pm 2,0$	$1 - 0,125$
<b>0,18</b>	$\pm (28 \text{ mA} - 222 \text{ mA})$	$\pm (5 - 40,0)$	$2,5 \pm 2,0$	$1 - 0,125$
<b>0,025</b>	$\pm (200 \text{ mA} - 1,6 \text{ A})$	$\pm (5 - 40,0)$	$2,5 \pm 2,0$	$1 - 0,125$

Para garantir que o sistema de medição de corrente é o mais preciso possível, é necessário selecionar a maior resistência de derivação capaz de devolver uma leitura viável. Com este propósito, desenvolveu-se um algoritmo capaz de garantir elevada precisão, aliada a um tempo de execução otimizado.

Sendo que  $V_{SENSE}$  corresponde à queda de tensão na resistência de derivação, esta é obtida através do cálculo de  $V_{OUT} - V_{REF}$ , tal como representado na equação 17.

Começa-se com a seleção da menor resistência de derivação, ou seja, define-se a gama de correntes que permite a medição de correntes de maior módulo. Como os limites de  $V_{SENSE}$  são definidos desde 5 mV até 40 mV, conclui-se que, caso a resistência atualmente selecionada contenha uma gama de correntes com valores superiores à corrente definida pela carga ( $I_{LOAD}$ ), o valor de  $V_{SENSE}$  não excede o limite inferior de 5 mV e, por isso, é necessário comutar para a seguinte gama de correntes, selecionando-se a próxima menor resistência de derivação. Este processo repete-se até que, ao selecionar a próxima

resistência, o valor da medição de  $V_{SENSE}$  ultrapasse o limite superior de 40 mV. Neste caso, a última medição viável é a utilizada.

Garante-se assim que o valor de corrente lido contém o menor erro possível, pois a maior resistência de derivação foi selecionada para a medição. Se o valor de corrente a medir exceder a capacidade da gama de correntes da menor resistência de derivação, recorre-se à medição  $V_{SENSE}$  através do ADC. Mede-se a tensão diferencial entre dois canais do ADS1220 que se encontram conectados aos terminais da resistência de derivação. À tensão medida é aplicada a lei de Ohm, permitindo o cálculo de  $I_{LOAD}$ . Esta estratégia permite colmatar as deficiências do INA186, complementando o sistema com a possibilidade de medir correntes de módulo superior com grande precisão.

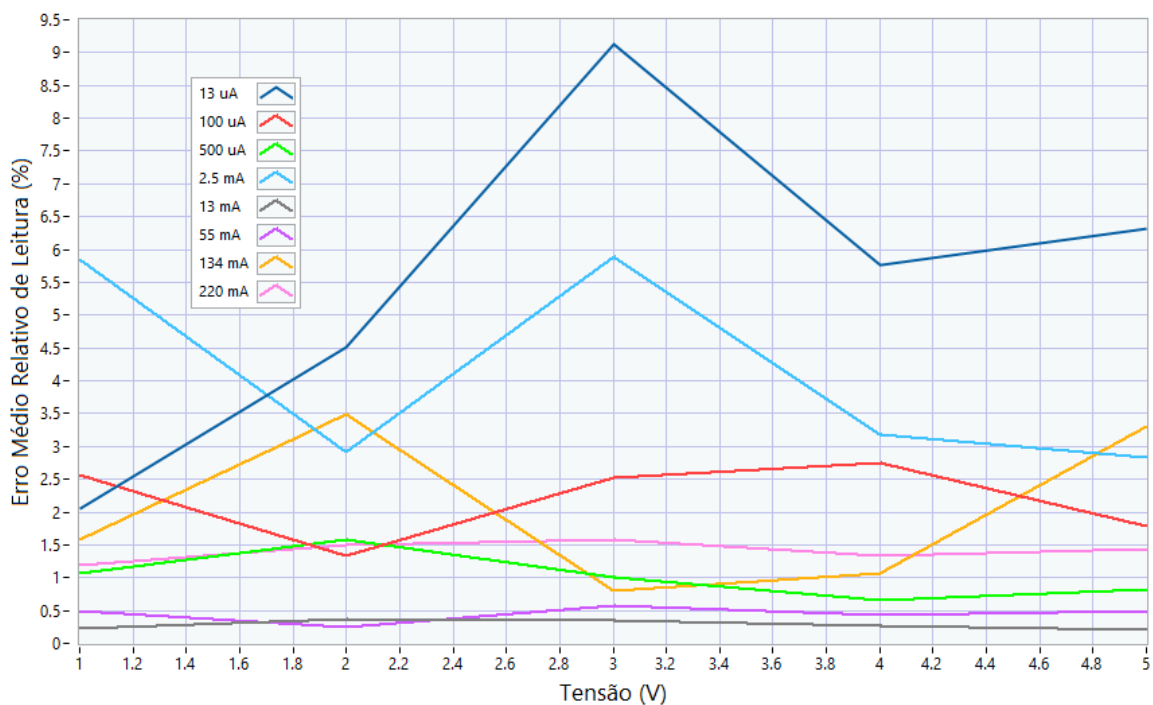
Para além da melhoria na medição de corrente através do sistema demultiplexador, este pode ainda ser aperfeiçoado através de processos de calibração. A estratégia de calibração consiste na ligação em série de uma carga conhecida, que, por sua vez, se encontra em série com um multímetro de alta precisão, o *Keysight 34461A*. O objetivo é comparar a medição de corrente realizada pelo multímetro com a medição do INA186. Através do  $V_{SENSE}$  e da  $I_{LOAD\_DMM}$  (corrente medida pelo multímetro), calcula-se a resistência de derivação para várias cargas, segundo a lei de Ohm. Múltiplas amostras são recolhidas e, com base nelas, calcula-se a média do valor final de cada resistência de derivação. Após este processo, volta-se a comparar os valores das medições do multímetro e do INA186, garantido que o erro é, agora, menor. Este processo de calibração garante que a componente resistiva adicionada pelos circuitos acessórios, tais como pistas ou relés, seja considerada no cálculo da corrente.

De forma a comprovar a eficácia da solução na medição de corrente, é definida uma metodologia fundamentada na definição de valores de referência de corrente de carga  $I_{LOAD}$ , definidos pelo equipamento *DC Electronic Load Chroma 63610*, posteriormente medidos com o multímetro *Keysight 34461A*, e comparados com a medição do sistema desenvolvido. Com este método, pretende-se verificar o grau de robustez e a precisão do sistema implementado. Para que uma análise completa seja possível, o teste do sistema divide-se em duas secções. Uma pretende, por um lado, demonstrar as características da medição do sistema, quando este utiliza o amplificador INA186 para as recolher, ou seja,

caracteriza medições de correntes de baixo módulo, enquanto a outra secção, por outro lado, entende as medições de corrente com módulo alto realizadas diretamente da medição do ADS1220 na resistência de derivação.

Para caracterizar a medição de correntes, calcula-se a média de 10 amostragens realizadas por cada  $I_{LOAD}$  definida e, calcula-se assim, o erro relativo face às medições do multímetro *Keysight 34461A*. No cenário de medição de correntes de baixo módulo, a escolha de  $I_{LOAD}$  assenta na informação presente na Tabela 5 e tem como finalidade a representação de um valor de corrente por cada gama de correntes seleccionável pelas resistências de derivação. O resultado encontra-se representado na Figura 45.

Erro de Leitura de Corrente Baixa

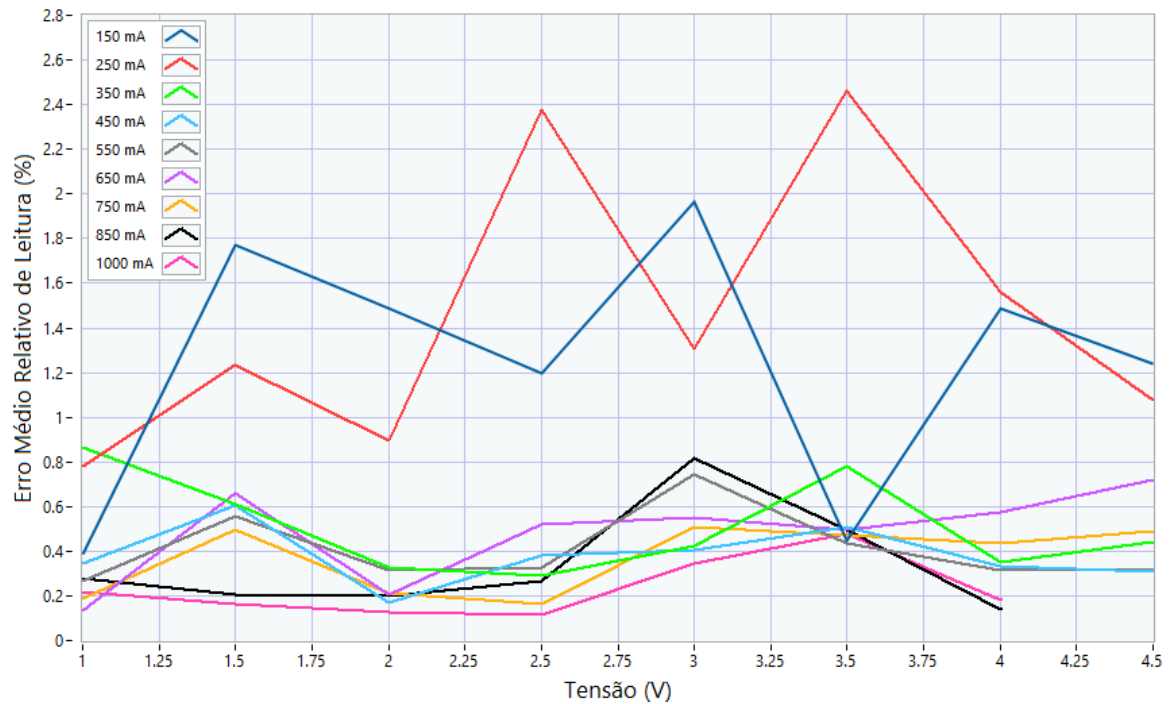


**Figura 45** Erro médio relativo de leitura de correntes de baixo módulo em função da tensão de saída pretendida, com diferentes valores de corrente de saída.

Da análise da Figura 45 retira-se que, ao utilizar o INA186, as medições de corrente de baixo módulo apresentam um valor de erro satisfatório, principalmente para as gamas de medição superiores a 4 mA. Uma causa provável para o elevado erro nas medições de módulo inferior a 4 mA é o ruído presente no circuito, que, quando amplificado pelo INA186, tem um impacto maior em medições de correntes de módulo baixo.

Na Figura 46 esta o reporte do erro médio relativo de leitura respectivo à utilização do método de amostragem apenas com o ADC. O modo de obter o erro é idêntico ao usado na análise da metodologia de medição de correntes de baixo módulo.

Erro de Leitura de Corrente Alta



**Figura 46** Erro médio relativo de leitura de corrente de alto módulo em função da tensão de saída pretendida, com diferentes valores de corrente de saída.

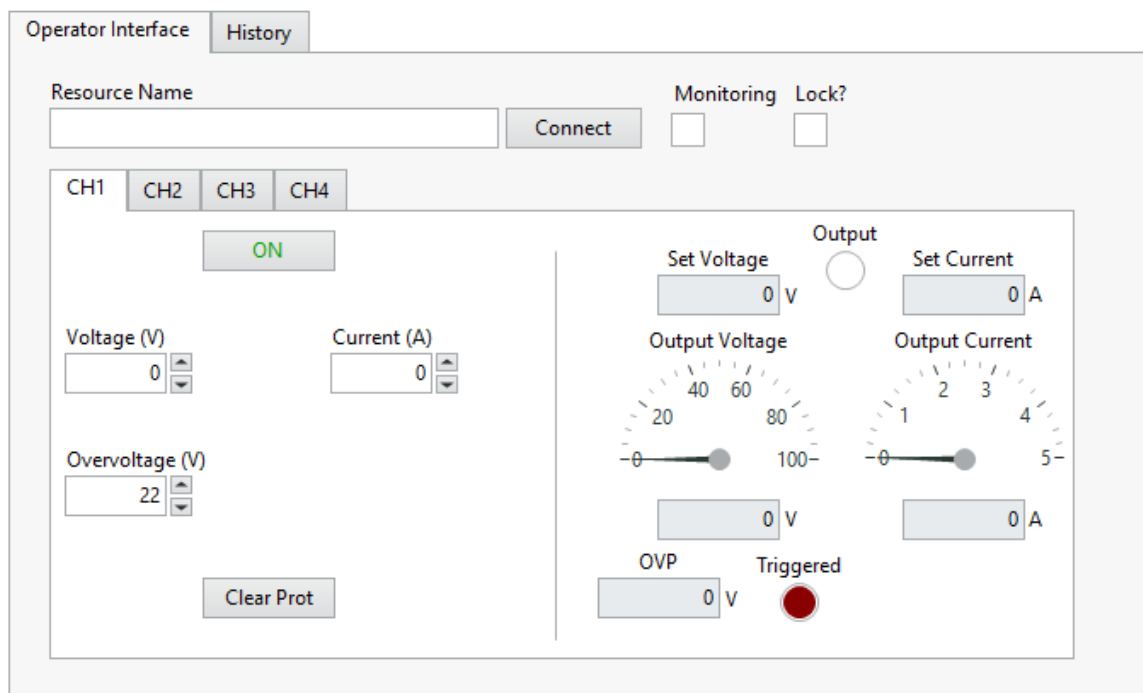
No caso de medição de correntes de módulo alto, o erro de medição é reduzido à medida que a corrente aumenta, garantindo, assim, uma medição de corrente satisfatório para estas gamas. Apesar de o erro ser menor do que 1% para correntes superiores a 350 mA, a medição é feita sem qualquer tipo de filtragem, o que a sujeita aos efeitos de interferência eletromagnética que interferem principalmente nas medições de baixo módulo, como o caso de 150 mA e 250 mA. As componentes de alta frequência, presentes na saída em tensão do sistema e representadas na Figura 44, suportam precisamente isto.

## 6.5. INTERFACE GRÁFICA

Para simplificar a utilização do sistema, desenvolveu-se uma interface gráfica em *LabVIEW 2021*. A arquitetura de *software* desta GUI é baseada na metodologia REST (*Representational State Transfer*), tornando-a expansível e modular [16], [17]. As funções de baixo nível são implementadas no modelo, o qual contém todas as funções da API (*Application Programming Interface*); no entanto, ao invés de usar as saídas diretas das funções de baixo nível, a arquitetura encapsula todas as interações num formato organizado. Acresce ainda que utiliza o formato JSON (*JavaScript Object Notation*) para a comunicação entre os diferentes membros da arquitetura.

Com o modelo completo, é necessária a constituição das rotas. As rotas, ou *endpoints*, são um ponto de acesso à API, associado a um recurso e a um método HTTP (*Hypertext Transfer Protocol*), como o método “GET” ou “POST” [16]. São definidas por um URI (*Uniform Resource Identifier*) que identifica o recurso específico no qual se quer operar [16]. Um servidor executa esta API, e permite a receção de pedidos de vários clientes, gerindo-os de forma dinâmica. Isto facilita a integração desta API em vários cenários, sendo apenas necessário formar os pedidos no formato JSON e comunicar com este servidor. De forma a implementar uma GUI, uma classe que contém todos os estados relevantes da API é atualizada com cada pedido feito ao servidor, o que permite a sua utilização na representação gráfica do estado atual do sistema. Quando a GUI é inicializada, esta classe é atualizada inicialmente através de uma requisição do estado atual do sistema.

A GUI comunica através de uma interface série com o sistema, possibilitando a comunicação com múltiplos sistemas semelhantes simultaneamente. As funcionalidades implementadas incluem: o OVP (*Overvoltage Protection*); a função de monitorização do estado atual do sistema (leitura de tensão e corrente); definição de tensão, e um histórico de todos os pedidos recebidos. Na Figura 47 encontra-se representada a GUI descrita.



**Figura 47** Interface gráfica desenvolvida.



# 7. CONCLUSÃO

O capítulo seguinte consiste na retirada de conclusões sobre a solução desenvolvida. Descrevem-se os pontos positivos e negativos do sistema, com ênfase nestes últimos, para os quais se apresentam possíveis resoluções. Compara-se o sistema desenvolvido com a solução estudada no capítulo 5.

## 7.1. ANÁLISE DA SAÍDA E MEDIÇÃO EM TENSÃO

O sistema desenvolvido representa a materialização do primeiro protótipo no desenvolvimento de uma solução capaz de simular células de baterias de baixa potência. Considerando esta facticidade, é perceptível que a solução representa uma base positiva

para o contínuo desenvolvimento, tendo em vista este objetivo. Como analisado no capítulo anterior, em situações sem carga, o sistema funciona como expectável, quando foi dimensionado. Compreende, é certo, um erro muito diminuto no controlo e na leitura da tensão de saída, que facilmente é compensado com os algoritmos de controlo desenvolvidos. A aplicação do controlo pela metodologia de PID comprovou ser a escolha correta para aplicação não só pela sua velocidade de estabilização, como também por contribuir positivamente na capacidade de o sistema se compensar dinamicamente. Não obstante, quando analisamos o sistema na sua finalidade, e se impõe uma carga à saída, o sistema acaba por não corresponder às características favoráveis descritas anteriormente.

Após a análise prática do sistema, é notório que a dificuldade de definição e leitura de tensão aumenta à medida que a corrente à saída cresce. Foi possível confirmar que a tensão aos terminais do sistema correspondia à tensão definida no controlo, o que indicia que o sistema necessita de uma forma de ser capaz de monitorizar os terminais da carga para garantir que a tensão pretendida é fornecida.

A funcionalidade de *remote sense* usada, por exemplo, em fontes de alimentação é uma solução fundamental para manter a precisão da tensão em sistemas onde as perdas nos condutores são significativas. Ao medir a tensão diretamente na carga, elimina-se a incerteza introduzida pelas quedas de tensão na cablagem até à carga, garantindo maior exatidão e estabilidade. A implementação desta técnica permite reduzir erros de leitura e melhorar a regulação sob carga, algo essencial em aplicações de instrumentação e eletrónica de precisão. Ao escolher uma ADC com mais canais de medição, é possível desenhar o sistema em que um par desses canais, configurados em medição diferencial, permita a compensação das perdas até à carga. Em comparação com o sistema estudado no capítulo 5, em que esta técnica já é implementada, conclui-se que os resultados melhorariam drasticamente. Apesar disto, a implementação de um ADC com maior resolução, de 24 bits, permitiu reduzir o erro da escala de mV para  $\mu\text{V}$ , demonstrando que foi a opção correta.

## 7.2. ANÁLISE DA MEDIÇÃO DE CORRENTE

O subsistema de medição de corrente foi complementado com a adição do demultiplexador, permitindo o aumento da funcionalidade do INA186. O aumento do número de resistências de derivação possibilita a redução do erro total do sistema, permitindo, simultaneamente, a medição de diferentes gamas de correntes com uma precisão muito superior. Esta metodologia permite ainda o aumento da aplicabilidade do sistema na simulação de células, contribuindo para a sua idealidade num ambiente industrial. Ao permitir a medição direta com o ADC na resistência de derivação, a robustez do sistema aumenta drasticamente.

Desta forma, consegue-se que o sistema meça correntes superiores a 200 mA. Apesar disto, o sistema retém algum erro na medição de corrente, tanto na metodologia implementada com o INA186, como com a implementada unicamente com o ADC. Ambas as metodologias demonstram a dificuldade na medição das suas gamas mais baixas medições abaixo de 4 mA no caso do INA186, e medições abaixo de 250 mA quando a medição é feita apenas pelo ADC. Após uma análise da resposta da frequência da saída do sistema, é explícito que existe muito ruído de alta frequência, que afeta diretamente as medições de corrente. A aplicação de um passo de filtragem da saída permitiria diminuir eficientemente a variação e o erro total nas medições. Um filtro RLC (Resistência-Indutância-Capacitância) constitui uma solução eficaz que melhora a qualidade da tensão de saída.

A indutância em série atenua o *ripple* de baixa frequência, enquanto o condensador fornece um caminho de baixa impedância para as componentes de *ripple*, estabilizando a tensão. A resistência desempenha o papel amortecedor de possíveis ressonâncias advindas dos componentes indutivos e capacitivos, assegurando uma resposta estável. Este tipo de filtragem resulta numa redução significativa do ruído e das interferências na tensão de saída, tornando-a mais estável e adequada para aplicações de instrumentação de precisão, em que pequenas variações de tensão podem comprometer o desempenho. Para além da aplicação do filtro, a utilização de uma medição conjunta entre a aplicação do INA186 e de apenas o ADC, pode ser benéfica nas gamas sobrepostas, possibilitando o cálculo de uma média ponderada, de forma a obter a melhor medição possível.

### 7.3. CONCLUSÃO

Apesar de não ter sido possível a conceção de um sistema totalmente capaz de responder aos objetivos definidos no início do projeto, o sistema apresentado demonstra potencial para a sua aplicação nos cenários especificados. São claros os pontos de falha do sistema e, por isso, a correção numa futura implementação provavelmente cumprirá os requisitos necessários.

No âmbito da empresa Controlar, o projeto foi considerado um passo importante no processo de inovação, imprescindível para que a empresa se mantenha na vanguarda do desenvolvimento tecnológico. O sistema desenvolvido será integrado como parte de um sistema maior, onde será responsável por simular as células de baixa capacidade. Enquanto isto, outras componentes serão responsáveis de simular células de maior capacidade ou até pacotes de baterias completos, rivalizando o sistema como um todo com equipamentos já presentes no mercado, superando as capacidades destes e expandido os casos de uso possíveis.

No âmbito da área de automação e sistemas do mestrado em engenharia eletrotécnica e de computadores, os conteúdos lecionados foram fulcrais para a capacidade dos conceitos requeridos para o desenvolvimento do projeto. A integração desta solução permitiu: o desenvolvimento de competências na área de análise e *design* de circuitos elétricos; na conceção de PCBs; no uso de diversos equipamentos eletrónicos de precisão; na aplicação de algoritmos de controlo, como o PID; na capacidade de redigir código em C++, e no aumento da capacidade em competências técnicas, tais como o processo de soldadura. Revelou-se um desafio obter e aplicar estas competências em torno de um só objetivo.

## Referências Documentais

- [1] «Executive summary – Global EV Outlook 2024 – Analysis - IEA». Acedido: 18 de Maio de 2024. [Em linha]. Disponível em: <https://www.iea.org/reports/global-ev-outlook-2024/executive-summary>
- [2] «Executive summary – Global EV Outlook 2023 – Analysis - IEA». Acedido: 18 de Maio de 2024. [Em linha]. Disponível em: <https://www.iea.org/reports/global-ev-outlook-2023/executive-summary>
- [3] G. Plett, *Battery Management Systems, Volume I: Battery Modeling*. Artech, 2015. [Em linha]. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/9100168>
- [4] T. B. Reddy e David Linden, «Linden’s Handbook of Batteries», 2010.
- [5] D. Andrea, «Lithium-Ion Batteries and Applications: A Practical and Comprehensive Guide to Lithium-Ion Batteries and Arrays, from Toys to Towns, Volume 1, Batteries, Volume 1», Mai. 2020.
- [6] Davide. Andrea, *Lithium-Ion Batteries and Applications: A Practical and Comprehensive Guide to Lithium-Ion Batteries and Arrays, from Toys to Towns, Volume 2, Applications*, vol. 2. Artech House, 2020.
- [7] N. M. T. M. U. William P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, 3rd ed. 2002.
- [8] D. W. Hart, «Electronica de Potencia - Daniel W Hart», 2011.
- [9] A. G. Radwan, A. A. Emira, A. M. AbdelAty, e A. T. Azar, «Modeling and analysis of fractional order DC-DC converter», *ISA Trans*, vol. 82, pp. 184–199, Nov. 2018, doi: 10.1016/J.ISATRA.2017.06.024.
- [10] D. Brooks e J. Adam, «PCB Design Guide to Via and Trace Currents and Temperatures», 2021.

- [11] Eric. Bogatin, *Bogatin's practical guide to prototype breadboard and PCB design*. Artech, 2021.
- [12] S. Kummerl, «PowerPAD™ Thermally Enhanced Package Application Report PowerPAD™ Thermally Enhanced Package», 1997. [Em linha]. Disponível em: [www.ti.com](http://www.ti.com)
- [13] R. Di Rienzo, A. Verani, F. Baronti, R. Roncella, e R. Saletti, «Modular Battery Emulator for Development and Functional Testing of Battery Management Systems: The Cell Emulator», *Electronics (Switzerland)*, vol. 11, n. 8, Abr. 2022, doi: 10.3390/electronics11081215.
- [14] A. Verani, R. Di Rienzo, N. Nicodemo, F. Baronti, R. Roncella, e R. Saletti, «Modular Battery Emulator for Development and Functional Testing of Battery Management Systems: Hardware Design and Characterization», *Electronics (Switzerland)*, vol. 12, n. 5, Mar. 2023, doi: 10.3390/electronics12051232.
- [15] A. Verani, R. Di Rienzo, N. Nicodemo, F. Baronti, R. Roncella, e R. Saletti, «Open Hardware/Software Modular Battery Emulator for Battery Management Systems Development and Functional Testing», *IEEE Access*, vol. 12, 2024, doi: 10.1109/ACCESS.2024.3413187.
- [16] «REST API Introduction - GeeksforGeeks». Acedido: 14 de Setembro de 2025. [Em linha]. Disponível em: <https://www.geeksforgeeks.org/node-js/rest-api-introduction/>
- [17] «What Is a REST API (RESTful API)? | IBM». Acedido: 14 de Setembro de 2025. [Em linha]. Disponível em: <https://www.ibm.com/think/topics/rest-apis>

## *Histórico*

- 14 de setembro de 2025, Versão 1.0, mailto: [1191050@isep.ipp.pt](mailto:1191050@isep.ipp.pt)