UNIVERSIDADE FEDERAL DE ALAGOAS - UFAL
CAMPUS DE ENGENHARIA E CIÊNCIAS AGRÁRIAS - CECA
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

ALISSON FARIAS DE BRITO SILVA

CONVERSOR CC-CC *BUCK* NÃO ISOLADO PARA CONTROLE DA PRODUÇÃO DISTRIBUÍDA DE HIDROGÊNIO VERDE COM ENERGIA FOTOVOLTAICA

Rio Largo - AL
2025

ALISSON FARIAS DE BRITO SILVA

CONVERSOR CC-CC *BUCK* NÃO ISOLADO PARA CONTROLE DA PRODUÇÃO DISTRIBUÍDA DE HIDROGÊNIO VERDE COM ENERGIA FOTOVOLTAICA

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado junto ao Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Alagoas - UFAL - Campus de Engenharia e Ciências Agrárias - CECA, como requisito parcial à obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica, sob orientação do Prof. Dr. Leonardo Faustino Lacerda de Souza.

Rio Largo - AL

2025

Catalogação na Fonte
Universidade Federal de Alagoas
Biblioteca Campus de Engenharias e Ciências Agrárias
Bibliotecário Responsável: Erisson Rodrigues de Santana - CRB4 – 1512

S586c Silva, Alisson Farias de Brito.

Conversor cc-cc *buck* não isolado para controle da produção distribuída de hidrogênio verde com energia fotovoltaica. / Alisson Farias de Brito Silva. – 2025.

80 f.: il.

Orientador: Leonardo Faustino Lacerda de Souza.

Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Elétrica) – Graduação em Engenharia Elétrica, Campus de Engenharias e Ciências Agrárias, Universidade Federal de Alagoas. Rio Largo, 2025.

Inclui bibliografia

1. Reguladores chaveados. 2. Eletrônica de Potência. 3. Controle, Eletrólise. 4. Energia Solar Fotovoltaica.. 5. Eletrólise. I. Título.

CDU: 621.3

Folha de Aprovação

ALISSON FARIAS DE BRITO SILVA

CONVERSOR CC-CC BUCK NÃO ISOLADO PARA CONTROLE DA PRODUÇÃO DISTRIBUÍDA DE HIDROGÊNIO VERDE COM ENERGIA FOTOVOLTAICA

Monografia apresentada ao curso de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Alagoas, *Campus* de Engenharias e Ciências Agrárias, como requisito parcial para obtenção do título de bacharel em Engenharia Elétrica.

Data da aprovação: 14/11/2025

gov.br Documento assinado digitalmente
LEONARDO FAUSTINO LACERDA DE SOUZA
Data: 21/11/2025 08:04:09-0300
Verifique em https://validar.iti.gov.br

Prof. Dr. Leonardo Faustino Lacerda de Souza
Universidade Federal de Alagoas – UFAL
Campus de Engenharias e Ciências Agrárias
(Orientador)

gov.br Documento assinado digitalmente
IGOR CAVALCANTE TORRES
Data: 21/11/2025 07:52:05-0300
Verifique em https://validar.iti.gov.br

Prof. Dr. Igor Cavalcante Torres
Universidade Federal de Alagoas – UFAL
Campus de Engenharias e Ciências Agrárias
(Examinador)

gov.br Documento assinado digitalmente
ALLAN DAVID DA COSTA SILVA
Data: 20/11/2025 12:51:07-0300
Verifique em https://validar.iti.gov.br

Prof. M.Sc. Allan David da Costa Silva
Universidade Federal de Alagoas – UFAL
Campus de Engenharias e Ciências Agrárias
(Examinador)

Dedico este trabalho ao meu tio Henrique (in memoriam). Seus ensinamentos continuarão a me inspirar. Descanse em paz.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus por suas bênçãos e oportunidades, por ter me dado tudo que precisei para concluir a graduação. Agradeço a meus pais pelo amor, pelo total apoio e por tudo o que fizeram por mim, foram fundamentais. Agradeço ao meu orientador, pelas instruções e pela parceria desde o começo da graduação. Agradeço à coordenação do curso e todos os professores que tanto se empenharam para fundar e manter este curso, apesar das muitas circunstâncias adversas. Agradeço aos muitos amigos e colegas com quem tive o enorme prazer de conviver e de aprender juntos. Agradeço à minha companheira, pelo amor e apoio.

RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo e projeto de um Conversor CC-CC *Buck* para controle da eletrólise de uma Célula Eletrolítica utilizando uma fonte Solar Fotovoltaica, com objetivo de desenvolver nova tecnologia utilizando equipamentos do *campus* CECA da UFAL de maneira que possibilite a geração de hidrogênio por meio de energia solar. Foram realizados estudos teóricos; dimensionamento e projeto de um sistema de controle utilizando controlador PI; simulações utilizando os *softwares Simulink* e *LTSpice* como ferramentas de teste e avaliação do projeto e para sintonia do controlador; e experimentos com um protótipo montado sobre placa perfurada, resultando em dados que mostram a resposta do Conversor *Buck* desenvolvido a mudanças de referência de saída e a perturbações da fonte solar, e que mostram a capacidade de operação com fonte solar fotovoltaica e célula eletrolítica ao longo de um dia.

Palavras-chave: Reguladores chaveados, Eletrônica de Potência, Controle, Eletrólise, Energia Solar Fotovoltaica.

ABSTRACT

This work presents the study and design of a Buck DC-DC Converter for controlling the electrolysis of an Electrolytic Cell using a Photovoltaic Solar source. The objective is to develop new technology using equipment from the CECA *campus* of UFAL in a way that enables the generation of hydrogen through solar energy. Theoretical studies were carried out; dimensioning and design of a control system using a PI controller; simulations using Simulink and LTSpice software as tools for testing and evaluating the project and for tuning the controller; and experiments with a prototype mounted on a perforated board, resulting in data that show the response of the developed Buck Converter to changes in output reference and to disturbances from the solar source, and that show the ability to operate with a photovoltaic solar source and electrolytic cell throughout a day.

Keywords: Choppers, Power Electronics, Control, Electrolysis, Solar Photovoltaic Energy.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Conversor *Buck* Clássico. 15
Figura 2 – Conversor *Buck* com MOSFET *Low Side.* 17
Figura 3 – Símbolos do MOSFET tipo intensificação canal *(a)* N e *(b)* canal P. . 18
Figura 4 – Estrutura interna e polarização do MOSFET-E *(a)* canal N e *(b)* canal P, 19
Figura 5 – Circuito *push-pull* para disparo do MOSFET. 20
Figura 6 – Circuito de acionamento do MOSFET. 22
Figura 7 – *(a)* Símbolo do Diodo *(b)* Encapsulamentos de Diodo *(c)* Polarização direta do diodo. 23
Figura 8 – Conversor Analógico para Digital de aproximações sucessivas: *(a)* diagrama simplificado *(b)* fluxograma. 28
Figura 9 – Conversor *Buck* com controle típico. 31
Figura 10 – Estrutura típica de uma Célula Fotovoltaica. 38
Figura 11 – Modelo elétrico de uma Célula Fotovoltaica. 38
Figura 12 – Ilustração do arranjo interno de um Módulo Solar Fotovoltaico e seu equivalente de Thévenin. 40
Figura 13 – Circuito redutor de tensão. 45
Figura 14 – Circuito transdutor de Corrente. 47
Figura 15 – Circuito completo do Conversor *Buck* 53
Figura 16 – Circuito completo do Conversor *Buck*. 54
Figura 17 – Circuito do Conversor *Buck* com controle de Tensão simulado no LTSpice 55
Figura 18 – Resposta a Degraus do Sistema de Controle simulada no Simulink com $K = 0{,}1$; $T_i = 0{,}1$. 56
Figura 19 – Resposta a Degraus do Sistema de Controle simulada no Simulink com $K = 0{,}008$; $T_i = 0{,}01$. 56
Figura 20 – Circuito do Conversor *Buck* com controle de Tensão simulado no LTSpice 57
Figura 21 – Formas de onda das entradas e saída do comparador $U1$ 58
Figura 22 – Resposta a degraus de referência: $K = 0{,}1$, $T_i = 0{,}1$. 59
Figura 23 – Resposta a degraus de referência: $K = 0{,}008$, $T_i = 0{,}01$. 59
Figura 24 – Resposta a degraus da tensão de entrada (V_{in}): $K = 0{,}1$; $T_i = 0{,}1$. . 60
Figura 25 – Resposta a degraus da tensão de entrada (V_{in}): $K = 0{,}008$; $T_i = 0{,}01$. 60
Figura 26 – Resposta a degraus da referência com tensão de entrada constante: $K = 0{,}1$; $T_i = 0{,}1$. 62
Figura 27 – Resposta a degraus da referência com tensão de entrada constante: $K = 0{,}008$; $T_i = 0{,}01$. 62

Figura 28 – Resposta a degraus da tensão de entrada com referência constante: $K = 0{,}1$; $T_i = 0{,}1$. 63
Figura 29 – Resposta a variações da tensão de entrada com referência constante: $K = 0{,}008$; $T_i = 0{,}01$. 64
Figura 30 – Resposta a oscilações da tensão de entrada com referência constante: $K = 0{,}008$; $T_i = 0{,}01$. 64
Figura 31 – Variáveis medidas no Experimento Contínuo do Conversor *Buck* desenvolvido. 65
Figura 32 – Placa do conversor *buck* 71
Figura 33 – Bancada contendo experimento 72
Figura 34 – Célula Eletrolítica e tanques para gerar fluxo de água constante . . 73
Figura 35 – Célula Eletrolítica e antes e após um degrau de $1\ V$ para $4\ V$ 74
Figura 36 – Circuito contendo monitoramento 75

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros PID do Método Primeiro de Ziegler–Nichols. 36
Tabela 2 – Parâmetros PID do Método Segundo de Ziegler–Nichols. 37
Tabela 3 – Parâmetros desejados para o Conversor *Buck*. 44
Tabela 4 – Dados do MODFET modelo IRFZ44N. 50
Tabela 5 – Dados do diodo modelo STPS30H100CT. 52

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADC	Analog to Digital Converter
CAN	Controller Area Network
DAC	Digital to Analog Converter
I^2C	Inter-Integrated Circuit
I^2S	Inter-IC Sound
MOSFET	Metal/Oxide/Semiconductor Field-Effect Transistor
RMT	Remote Control Transceiver
SPI	Serial Peripheral Interface
PWM	Pulse-Width Modulation
PID	Proporcional-Integral-Derivativo
PI	Proporcional-Integral
UART	Universal Assyncronous Reciever/Transmitter

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO 13

1.1 Objetivos 14

1.1.1 Geral 14

1.1.2 Específicos 14

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA 15

2.1 Conversor CC-CC *Buck* 15

2.2 Elemento de chaveamento: MOSFET 18

2.2.1 Circuito de acionamento do MOSFET 20

2.3 Diodo 23

2.4 Microcontrolador 25

2.4.1 Conversor Analógico para Digital (ADC) 27

2.4.2 Modulação por Largura de Pulso (PWM) 29

2.5 Modelo do Conversor *Buck* no Domínio da Frequência 31

2.6 Controle PID 33

2.6.1 Controle PI 34

2.6.2 Sintonia do Controlador PI 35

2.6.2.1 Métodos de Sintonia de Ziegler-Nichols 35

2.6.2.1.1 Método Primeiro de Ziegler-Nichols 35

2.6.2.1.2 Método Segundo de Ziegler-Nichols 36

2.7 Energia Solar Fotovoltaica 37

2.7.1 Célula Fotovoltaica 37

2.7.2 Módulo Fotovoltaico 39

2.8 Célula Eletrolítica 41

2.8.1 Eletrólise da água com sal 42

3 PROJETO DO CONVERSOR *BUCK* 44

3.1 Condições de Operação do Sistema 44

3.2 Projeto do Microcontrolador e Periféricos 45
3.2.1 Circuito redutor de tensão 45
3.2.2 Circuito transdutor de Corrente 46
3.2.3 Frequência de Chaveamento 47
3.2.4 Frequência de Amostragem 48
3.3 Dimensionamento dos Componentes Elétricos 49
3.3.1 Indutor 49
3.3.2 Capacitor 49
3.3.3 MOSFET 50
3.3.4 Diodo 52
3.4 Diagrama do Circuito Elétrico 53
3.5 Diagrama do Sistema de Controle 53
4 RESULTADOS E DISCUSSÕES 55
4.1 Simulação do Sistema de Controle no Simulink 55
4.2 Simulação do Circuito Elétrico no LTSpice 57
4.2.1 Resposta a Degraus de Referência da simulação no LTSpice 59
4.2.2 Resposta à variação da fonte de entrada com referência constante . 60
4.3 Experimentos do Conversor *Buck* 61
4.3.1 Resposta a Degraus de Referência 61
4.3.2 Resposta à variação da fonte de Entrada 63
4.3.3 Experimento Contínuo 65
5 CONCLUSÃO 67
REFERÊNCIAS 69
APÊNDICE A – IMAGENS DOS EXPERIMENTOS 71
APÊNDICE B – CIRCUITO DE MONITORAMENTO 75
APÊNDICE C – PROGRAMAÇÃO DO CONVERSOR *BUCK* 76

1 INTRODUÇÃO

No cenário global atual, a busca por tecnologias que têm por objetivo mitigar os efeitos das mudanças climáticas é crescente (CHERP *et al.*, 2021) e soluções para estes problemas têm sido o foco de diversas pesquisas e debates por todo o mundo e o uso de energias renováveis é um dos principais meios para atingir metas de desenvolvimento sustentável e fontes de energias de baixa emissão de carbono são ideais para evitar o crescimento das emissões de gases do efeito estufa.

Nesse contexto, o hidrogênio gerou recentemente um interesse substancial na comunidade científica devido à necessidade de substitutos sustentáveis para os combustíveis fósseis e à sua crescente demanda em indústrias como transporte, armazenamento de energia e manufatura industrial, particularmente para reduzir as emissões de carbono. Em particular, o 'hidrogênio verde', produzido por eletrólise usando fontes de energia renováveis, tem feito progressos substanciais (RAHMAN *et al.*, 2024).

O uso da energia solar fotovoltaica em sistemas de eletrólise para produção de hidrogênio apresenta um desafio significativo: a corrente elétrica da fonte solar fotovoltaica varia com as condições ambientais, enquanto a célula eletrolítica necessita de uma corrente elétrica estável e controlada.

A ausência de um equipamento de controle intermediário entre a fonte e a célula pode levar à danificação dos componentes do sistema, além de não considerar a eficiência do processo, pois os geradores fotovoltaicos usualmente não se encontram otimizados para as necessidades específicas da eletrólise.

Neste contexto, este trabalho tem por objetivo propor um dispositivo eletrônico de potência CC-CC utilizando o Conversor *Buck*, que permitirá a interligação de uma fonte solar fotovoltaica com uma célula eletrolítica de geração de hidrogênio, de maneira controlada e monitorada. O Conversor *Buck* será na forma "não isolada" (sem isolamento elétrico do circuito de comando e circuito de potência).

Este trabalho, logo, pode representar uma contribuição pertinente porque

propõe uma tecnologia para de produção de hidrogênio verde a partir de energia limpa, alinhando-se com as metas de desenvolvimento sustentável.

1.1 OBJETIVOS

1.1.1 Geral

Realizar projeto, simulação, montagem e experimentação de um Conversor *Buck* não isolado para controle de uma célula eletrolítica com fonte solar fotovoltaica utilizando os equipamentos e componentes elétricos disponíveis no *Campus* de Engenharias e Ciências Agrárias (CECA) da Universidade Federal de Alagoas (UFAL).

1.1.2 Específicos

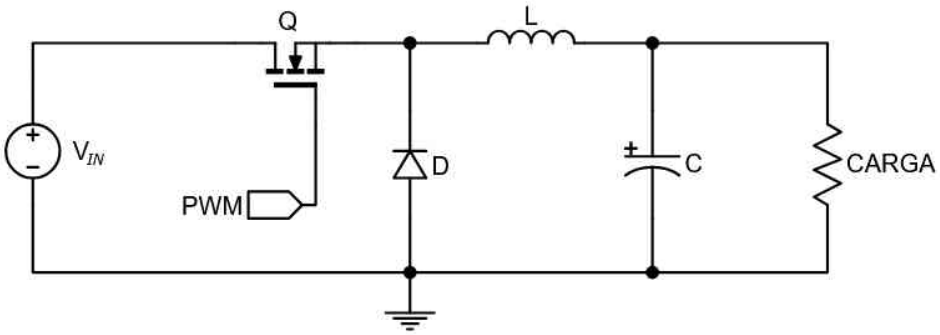
- Projetar um conversor *buck* que atenda aos parâmetros de operação;
- Simular o conversor *buck* utilizando simuladores de circuitos elétricos;
- Simular o conversor *buck* utilizando simuladores de sistemas de controle;
- Realizar montagem do circuito e programação do microcontrolador;
- Testar o conversor montado e avaliar seu desempenho.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

2.1 CONVERSOR CC-CC *BUCK*

O conversor *buck* na sua topologia mais usual possui uma fonte de entrada, um elemento de chaveamento (transistor bipolar, MOSFET, IGBT, GTO, etc.), um indutor em série com a carga, um capacitor em paralelo com a carga e um diodo roda-livre em paralelo com o circuito com indutor, capacitor e carga (RASHID, 2014).

Figura 1 – Conversor *Buck* Clássico.



Fonte: Autoria própria (2025).

O funcionamento desse circuito consiste em duas etapas:

1. **Chave fechada**: a tensão de entrada é passada à carga por meio do indutor e carregando o indutor e o capacitor, sendo esta tensão com um valor inferior ao da fonte de entrada devido à queda de tensão no indutor; e ocorre a passagem de corrente da fonte de entrada para a carga. O diodo encontra-se reversamente polarizado e não conduz, não influenciando no circuito nesta etapa;

2. **Chave aberta**: a tensão de entrada é bloqueada para a carga e não há corrente fornecida por esta fonte. O indutor, no entanto, por estar carregado devido à primeira etapa, mantém a corrente e o capacitor, também carregado, mantém a tensão, com ambos descarregando sobre a carga, e o diodo serve como caminho para a corrente do indutor, estando diretamente polarizado.

O tempo na primeira etapa é T_{on}, e o tempo na segunda etapa é T_{off}. O período (T) do sinal de chaveamento é a soma dos tempos em cada etapa, conforme a Equação (1):

$$T = T_{on} + T_{off} \ . \tag{1}$$

A frequência (f) do sinal de chaveamento é o inverso do período do sinal de chaveamento, conforme a Equação (2):

$$f = \frac{1}{T} \ . \tag{2}$$

A razão entre o tempo na primeira etapa (com chave Q fechada) e o período de chaveamento é chamado ciclo de trabalho (D, de "*duty cycle*"):

$$D = \frac{T_{on}}{T_{off}} \ . \tag{3}$$

No Conversor *Buck*, a tensão de saída (V_{out}) é relacionada com a tensão de entrada (V_{in}) pela relação da Equação (4), conforme Rashid (2014) e Erickson e Maksimović (2020).

$$V_{out} = D \cdot V_{in} \ . \tag{4}$$

Considerando que a variação de corrente e de tensão na carga são lineares e de pequeno valor, oscilando em torno do valor médio (condição chamada de modo contínuo, cuja corrente não se anula), Rashid (2014) mostra que o valor da indutância do indutor L é:

$$L = \frac{V_{out}(V_{in} - V_{out})}{V_{in} f \Delta I} \ , \tag{5}$$

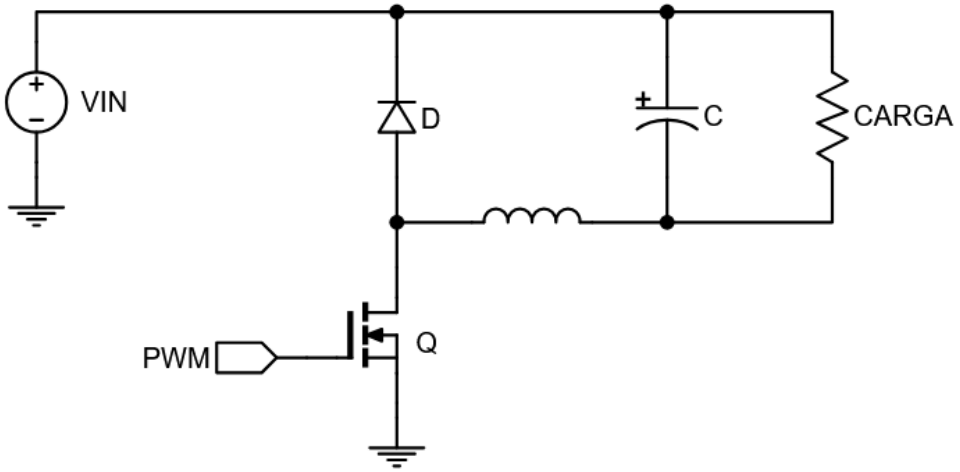
e a capacitância C é (RASHID, 2014):

$$C = \frac{\Delta I}{8 f \Delta V} \ . \tag{6}$$

Os números ΔI e ΔV são, respectivamente, a variação de corrente no indutor e a variação de tensão sobre a carga que se deseja permitir. O conversor *buck* contém, intrinsecamente, variação de tensão e corrente na saída e estas variações são dimensionadas para estarem dentro de intervalos aceitáveis.

Ademais, nota-se que a chave Q, que na figura é um transistor do tipo MOSFET canal N, se encontra antes do indutor e carga (considerando o percurso da corrente no sentido convencional). Para facilitar o acionamento do MOSFET, seu terminal de referência (terminal "*source*" ou "fonte") estará ligado à referência (símbolo de "terra") do circuito. Para que isto seja possível, pode-se rearranjar os componentes do conversor *buck*, mantendo o princípio de funcionamento, conforme o circuito proposto por Moraes (2023), mostrado na Figura 2:

Figura 2 – Conversor *Buck* com MOSFET *Low Side.*



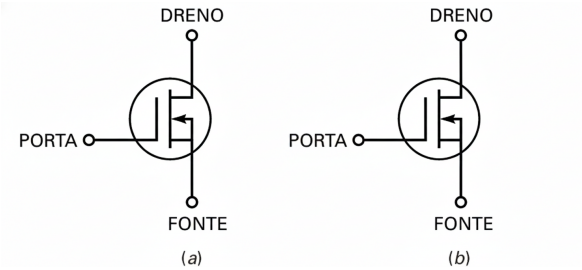
Fonte: Autoria própria (2025).

2.2 ELEMENTO DE CHAVEAMENTO: MOSFET

O MOSFET (*"Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor"*, transistor de efeito de campo de metal-óxido-semicondutor) é um dispositivo eletrônico semicondutor que possui três terminais, chamados *gate*, *drain* e *source*, ou porta, dreno e fonte, respectivamente; e funciona ou como chave, ou como amplificador, por meio de uma polarização adequada.

A Figura 3 mostra a simbologia do MOSFET tipo intensificação (MOSFET-E), o tipo mais usual, conforme Malvino e Bates (2016). O símbolo pode ter ou não o círculo em torno do MOSFET e, neste trabalho, usar-se-á o símbolo sem o círculo.

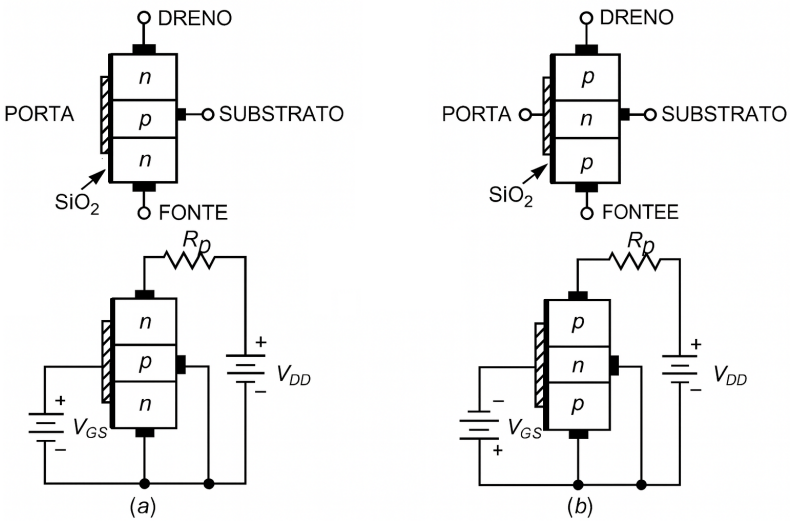
Figura 3 – Símbolos do MOSFET tipo intensificação canal *(a)* N e *(b)* canal P.



Fonte: adaptado de Malvino e Bates (2016).

O MOSFET do tipo intensificação possui, internamente, três camadas de material semicondutor dopado tipo P ou N conforme a Figura 4. No MOSFET canal N, as camadas são dispostas em sequência N - P - N; e no MOSFET canal P, em sequência P - N - P. Os terminais *drain* e *source* estão nas extremidades deste arranjo. A camada intermediária é chamada *substrate* ou substrato. O terminal *gate* é de metal e é disposto em paralelo com o arranjo com uma camada isolante de dióxido de silício entre o *gate* e o restante das camadas do MOSFET.

Figura 4 – Estrutura interna e polarização do MOSFET-E *(a)* canal N e *(b)* canal P,



Fonte: adaptado de Malvino e Bates (2016).

Com a aplicação de tensão entre *gate* e *source* positiva no MOSFET-E canal N, cargas elétricas negativas são atraídas para próximo do terminal *gate*, formando um canal do tipo N que permite a passagem de corrente entre os terminais *drain* e *source*. Para o MOSFET-E canal P, e tensão entre *gate* e *source* deve ser negativa, e o canal formado é do tipo P, com cargas positivas.

Devido aos aspectos construtivos do MOSFET, que contém dois materiais condutores (metal do terminal *gate* e semicondutores *drain*, *source* e *substrate* separados por um isolante, um capacitor intrínseco entre *gate* e as demais partes é formado (um capacitor para cada par *gate*-terminal). Isto implica, ademais, que a corrente elétrica no terminal *gate* é nula em regime permanente e que o MOSFET é um dispositivo controlado por tensão.

A polarização do MOSFET para a aplicação em conversores eletrônicos de potência é a que permite o funcionamento como chave. Para isto, o MOSFET deve ter uma tensão entre *gate* e *source* (V_{GS}) na seguinte forma:

- Chave fechada: $V_{GS} \geq V_{GS_{(on)}}$;
- Chave aberta: $V_{GS} < V_{GS_{(th)}}$;

Sendo $V_{GS_{(th)}}$ a tensão entre *gate* e *source* de limiar (ou *threshold*), que é

a tensão V_{GS} a partir do qual o MOSFET começará a conduzir corrente elétrica do terminal *drain* (I_D); e $V_{GS_{(on)}}$ é a tensão V_{GS} a partir do qual o MOSFET funcionará como uma resistência de baixo valor para a corrente I_D. Os níveis de $V_{GS_{(th)}}$ e $V_{GS_{(on)}}$ podem variar em um circuito dependendo dos níveis de I_D e V_{DS} (tensão entre *drain* e *source*) que serão utilizados. Usualmente, utiliza-se $V_{GS_{(th)}}$ e $V_{GS_{(on)}}$ com valores tais que satisfaçam a condições para chave fechada e aberta em todo o intervalo de variações de I_D e V_{DS}.

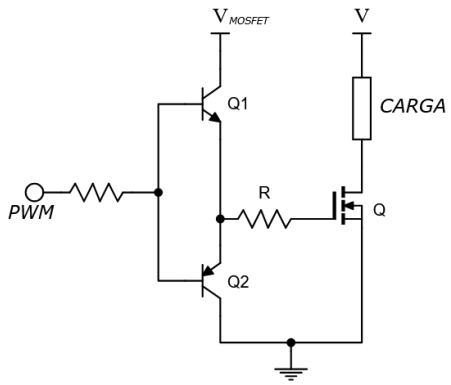
Assim, utilizar-se-á o MOSFET como elemento de chaveamento para a operação do conversor *buck*. O circuito necessário por ativar e desativar o MOSFET por meio da sua tensão V_{GS} será explicado na subseção 2.2.1.

2.2.1 Circuito de acionamento do MOSFET

Conforme visto na seção anterior, o acionamento de um MOSFET depende de algumas condições específicas para a tensão V_{GS}. O circuito de acionamento do MOSFET, chamado também *gate driver*, deve garantir tais condições. Deve-se levar em conta o nível do sinal de controle para o acionamento, que será gerado por um microcontrolador, normalmente em 3,3 volts ou 5 volts.

O circuito eletrônico que melhor garante a conexão elétrica entre a tensão de disparo do (V_{MOSFET}) e o terminal *gate* é o circuito *push-pull* com dois transistores bipolares em par complementar, conforme a Figura 5.

Figura 5 – Circuito *push-pull* para disparo do MOSFET.



Fonte: adaptado de Hart (2012, p. 434).

A carga ligada ao *drain* na Figura 5 representa o conversor *buck*. A ligação

direta entre o circuito *push-pull* e o *gate*, todavia, não é desejável, pois, embora a corrente seja nula devido ao capacitor de *gate* e *source* do ponto de vista do regime permanente, existe a corrente transitória, responsável por carregar este capacitor e que permite a formação do canal do MOSFET. Assim, é necessário incluir um resistor entre o circuito *push-pull* e o *gate* e dimensionar o valor de sua resistência elétrica.

Para definir o resistor de *gate*, define-se as condições de operação do circuito: V_{GS}, I_D, f_c (frequência de chaveamento) e V_{DS} (tensão entre *drain* e *source*).

Dadas as condições de operação, deve-se observar a folha de dados de um modelo de MOSFET e obter os valores de carga total do *gate* (Q_G), tempo de subida (t_r) e tempo de descida (t_f) do MOSFET em questão. Dessa forma, utiliza-se o menor tempo (t) entre t_r e t_f para calcular a corrente de *gate* (I_G):

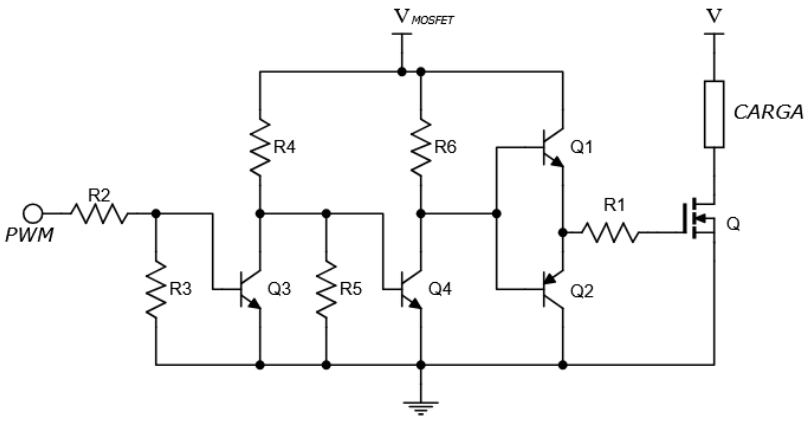
$$I_G = \frac{Q_G}{t} \ . \tag{7}$$

O resistor de *gate*, portanto, será calculado a partir da tensão de *gate* e corrente de *gate*:

$$R_G = \frac{V_G}{I_G} \ . \tag{8}$$

Além disso, deve ser adicionado uma etapa de amplificação de tensão para a tensão do microcontrolador antes do circuito *push-pull*, para que a tensão do microcontrolador seja aumentada para o nível da tensão de acionamento do MOSFET. Um circuito com transistor bipolar na forma emissor comum, então, será utilizada. Ao adicionar apenas um transistor bipolar, o sinal de controle é invertido (nível alto se tornará nível baixo e vice-versa), então serão adicionados dois transistores bipolares, e o circuito de acionamento do MOSFET será como o mostrado na Figura 6.

Figura 6 – Circuito de acionamento do MOSFET.



Fonte: autoria própria (2025).

Os resistores *R2, R4* e *R6* são indispensáveis para a polarização dos transistores. Os resistores *R3* e *R5* foram adicionados após testes que mostraram que, sem os mesmos, o sinal de controle seria distorcido.

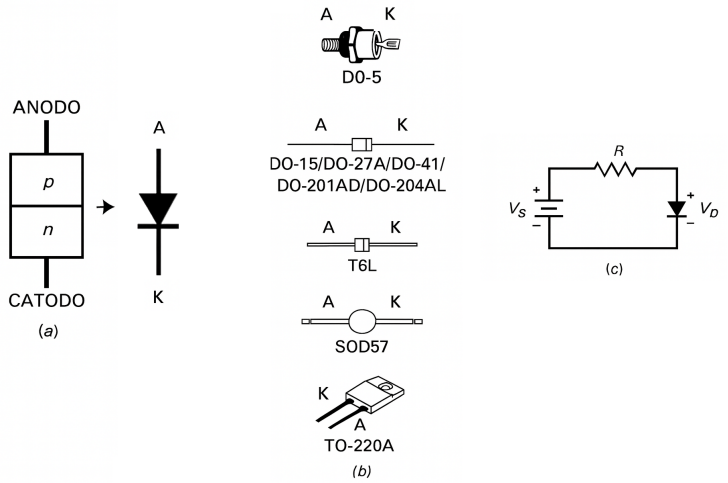
2.3 DIODO

O diodo é um elemento do conversor *buck* necessário para garantir seu funcionamento na etapa com a chave *Q* aberta, conforme visto na seção 2.1. Esta seção abordará sobre este dispositivo eletrônico.

O diodo comum de silício é o tipo de diodo mais utilizado em aplicações de baixa frequência e potência moderada. É um semicondutor simples que possui uma camada de material semicondutor dopado *P* e uma camada de material semicondutor dopado tipo N.

O diodo apresenta dois estados quando está em funcionamento, a depender da tensão elétrica entre seus terminais: Quando polarizado com tensão positiva em P e negativa em N, o diodo conduz. Caso contrário, o diodo “abre” e não permite a passagem de corrente elétrica.

Figura 7 – *(a)* Símbolo do Diodo *(b)* Encapsulamentos de Diodo *(c)* Polarização direta do diodo.



Fonte: adaptado de Malvino e Bates (2016).

Alguns parâmetros dos diodos, conforme Malvino e Bates (2016), são:

- Tensão do diodo V_D: tensão aplicada sobre o diodo com referência positiva no terminal *P* (anodo) e referência negativa no terminal *N* (catodo);
- Corrente máxima reversa de fuga: pequena, mas presente, devido à recombinação térmica.

- Tensão de condução direta (V_F): $\sim 0.7\ V$, tensão V_D a partir da qual o diodo passa a conduzir, e é consumida quando o diodo está em condução;
- Corrente máxima direta: corrente máxima que o diodo pode conduzir;
- Tensão de ruptura reversa: tensão V_D negativa a qual o diodo terá a junção *PN* rompida e conduzirá, e conduzirá mesmo que o módulo de V_D negativa seja menor que o módulo da tensão de ruptura reversa;
- Tempo de recuperação reversa (t_{rr}): intervalo de tempo para "corte" do diodo, o qual a corrente de condução cai para 10% do valor inicial.

Segundo Rashid (2014), os diodos podem ser classificados em:

- Diodos padrão ou de uso geral: t_{rr} alto, uso em aplicações tipicamente abaixo de 1 kHz, com ampla faixa de potências e tensões de operação;
- Diodos de recuperação rápida: t_{rr} baixo, com funcionamento semelhante aos comuns, uso para chaveamento rápido, com ampla faixa de potências e tensões de operação;
- Diodos Schottky: t_{rr} baixíssimo, são construídos de maneira diferente dos diodos comuns: possuem metal no lugar de uma das junções, diminuindo as cargas envolvidas no processo de corte-condução do diodo e, consequentemente, diminuindo o t_{rr} e a tensão de condução direta, atingindo valores de até $0{,}2\ V$. Normalmente são limitados a 100 V e podem conduzir correntes de até 100 A (RASHID, 2014).

Para a construção do Conversor *Buck*, os diodos de recuperação rápida e diodos Schottcky são os mais indicados. O diodo utilizado será descrito na seção 3.3.4.

2.4 MICROCONTROLADOR

Os microcontroladores são sistemas digitais programáveis que operam como computadores com recursos limitados. No contexto de conversores eletrônicos de potência, tais dispositivos podem contribuir para que se atinja alta eficiência e confiabilidade, e apresentam diversas vantagens sobre circuitos puramente analógicos:

- Versatilidade: a programação pode ser alterada, resultando em diversas formas ajustáveis para realizar cálculos e controlar saídas;
- Ruídos atenuados: com o uso de quantização, um sinal lido pode ser armazenado e utilizado em cálculos de maneira mais fiel e controlada;
- Implementação de algoritmos de controle avançados;
- Monitoramento em tempo real de grandezas elétricas, como corrente, tensão e temperatura;
- Integração com sistemas de comunicação, como redes industriais, interfaces sem fio, plataformas IoT, etc.;
- Proteções inteligentes, como desligamento automático em situações de sobrecorrente, sobretensão ou sobreaquecimento.

O microcontrolador utilizado será o *ESP-WROOM-32* da Espressif Systems, contido em uma placa de desenvolvimento *ESP DEVKIT-V1*. O *ESP-WROOM-32* é baseado em dois núcleos Tensilica Xtensa LX6 (*dual-core*) e opera com *clock* de até 240 MHz (ESPRESSIF, 2025). Algumas das suas especificações são (ESPRESSIF, 2025):

- Memória:
  - RAM interna de 520 kB;
  - Flash externo de 4MB;
- Conectividade integrada:

  - Wi-Fi 802.11 b/g/n;
  - Bluetooth 4.2 + BLE (*Bluetooth Low Energy*);

- Periféricos:
  - ADC de 12 bits (18 canais no chip, nem todos disponíveis na placa);
  - DAC de 8 bits (2 canais);
  - Interfaces de comunicação:
    - UART;
    - SPI;
    - I^2C;
    - I^2S;
    - CAN;
    - PWM;
    - RMT.

Alguns destes recursos do microcontrolador serão pertinentes a este trabalho, que são:

- ADC: aquisição do sinal das variáveis de controle;
- PWM: envio do sinal de controle;
- UART: comunicação serial com o computador de operação;
- Wi-Fi: comunicação remota.

Abordar-se-á sobre ADC e PWM, essenciais para o funcionamento do conversor *buck*.

2.4.1 Conversor Analógico para Digital (ADC)

O microcontrolador é um dispositivo digital, que utiliza de recursos como memórias, processador, sinais digitais, etc. A informação dentro do microcontrolador é tratada na forma de códigos binários. Números inteiros ou fracionários são representados por quantidades discretas em números binários. Grandezas elétricas, no geral, são contínuas, e microcontroladores precisam converter sinais contínuos em discretos. A interface entre o "mundo contínuo" para o "mundo digital" se dá por meio do conversor analógico para digital (ADC, de "*analog to digital converter*").

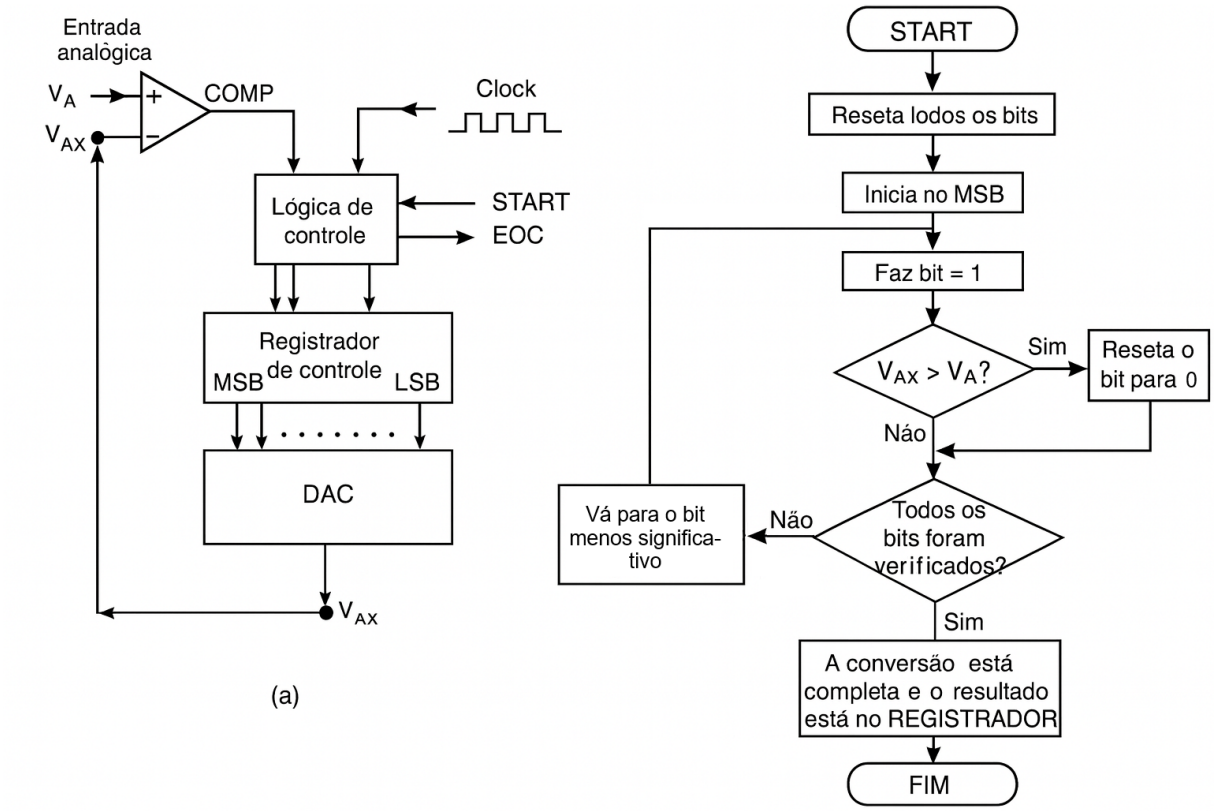
O ADC é um circuito eletrônico que converte sinais contínuos em discretos por meio do uso de circuitos não lineares. O tipo mais comum de ADC, que também é o tipo de ADC utilizado no *ESP32-WROOM-32*, é o ADC de aproximações sucessivas.

Os ADCs de aproximações sucessivas utilizam um amplificador operacional comparador e um conversor digital para analógico (DAC, de "digital to analog converter"), com um registrador de controle, conforme a Figura 8 *(a)*. O ADC de aproximações sucessivas funciona conforme o fluxograma dado na Figura 8 *(b)*. É possível notar que este ADC necessita de um sinal de *clock*.

Quando o ADC recebe um sinal "*START*",todos os bits do registrador são tornados "0", e o ADC captura o sinal a ser medido (V_A). No primeiro ciclo de *clock*, atribui-se inicialmente ao bit mais significativo (MSB, bit mais à esquerda de um número binário) o valor 1, e passa este valor ao DAC, que gerará uma tensão correspondente (V_{AX}); caso $V_A > V_{AX}$, o comparador gerará saída 1 para este bit, caso contrário, o comparador gerará saída 0 para este bit. O registrador de controle agora tem definido o bit mais à esquerda. O bit imediatamente à direita do MSB será o próximo, e será atribuído o valor 1 ao próximo bit inicialmente, e será passado ao DAC e ao comparador, que gerará 1 ou 0 dependendo do resultado.

Este processo ocorrerá sucessivamente, do bit mais à esquerda até o bit mais à direita. Quando o último bit for definido, a lógica de controle ativa um sinal de fim de conversão (EOC), e interrompe o processo, e a combinação de bits que estavam no registrador de controle é a representação digital do sinal analógico.

Figura 8 – Conversor Analógico para Digital de aproximações sucessivas: *(a)* diagrama simplificado *(b)* fluxograma.



Fonte: adaptado de Tocci *et al.* (2011).

Para o *ESP32-WROOM-32*, utiliza-se a configuração de ADC contínuo, onde as leituras ocorrem sucessivamente, alternando entre canais analógicos. As conversões, neste microcontrolador, são realizadas em "*frames*", e cada *frame* tem um conjunto de várias leituras, e o tamanho de cada *frame* é programável. Assim que um *frame* é finalizado, o microcontrolador pode ser programado para executar uma interrupção que executa alguma tarefa que o programador escolha. No caso deste projeto, tarefa a ser executada é a de controle.

O ADC converte tensão elétrica em um número binário equivalente. Este número binário depende da forma como o ADC foi construído. ADCs podem ter poucos bits para aplicações de baixa precisão, ou vários bits para aplicações de alta precisão e, usualmente, encontra-se ADCs entre 8 e 16 bits. No caso do *ESP32-WROOM-32*, a quantidade máxima de bits que pode ser utilizada na medição é 12 bits. Isto significa que o intervalo de valores que o ADC do *ESP32-WROOM-32* pode medir se situa entre

o número binário 000000000000_2, equivalente a 0_{10}, e o número binário 111111111111_2, equivalente a 4095_{10}.

Além disso, ADCs são limitados a um intervalo finito de tensão elétrica. Para o *ESP32-WROOM-32*, a tensão máxima permitida é de 3,3 volts, e a mínima é 0 volt. Assim, o valor mínimo equivale ao número binário mínimo (com 12 bits, 0 volt equivale a 0_{10}) e o valor máximo equivale ao número binário máximo (com 12 bits, 3,3 volts equivale a 4095_{10}).

É comum que os microcontroladores possam ajustar a quantidade de bits utilizados no ADC e o intervalo máximo de leitura. Com menos bits, pode-se aumentar a quantidade de leituras por segundo.

Para um valor medido no *ESP32-WROOM-32*, utilizando 3,3 volts e 12 bits, por exemplo, uma tensão no intervalo permitido do ADC será dada pela relação:

$$V = 3,3 \cdot \frac{n}{4095} \ . \tag{9}$$

A qual tem V como a tensão medida e n o número binário resultante da conversão do ADC.

Para medir tensões maiores ou outras grandezas físicas, pode-se utilizar um transdutor que converta a grandeza a ser medida para uma tensão elétrica dentro da faixa permitida pelo ADC.

A conversão de analógico para digital implica em perda de informação. Além disso, o intervalo de 1 bit equivale ao valor abaixo:

$$V_{min_{med}} = (3,3\ V) \cdot \frac{1}{4095} \cong 0,0008059\ V \ . \tag{10}$$

Onde é $V_{min_{med.}}$ a tensão que representa a menor quantidade representada pelo ADC.

2.4.2 Modulação por Largura de Pulso (PWM)

O conversor *buck*, como visto na seção 2.1, funciona com o chaveamento da tensão e corrente elétrica da fonte sobre o circuito com *L* e *C* (ver Figura 1). Os tempos

com chave aberta e fechada implicam em um período total T, o qual o chave fica fechada por um percentual D, definido na Equação (3), e implica que há uma frequência f definida pela Equação (2). Segundo Rashid (2014), existem duas maneiras de controlar o conversor *buck*:

1. **Frequência constante**: a frequência f é fixa, logo os tempos com chave *Q* fechada e aberta variam e, consequentemente, o ciclo de trabalho *D* é variável. Esta é a operação mais comum e é chamada modulação por largura de pulso ("*pulse-width-modulation*", PWM);

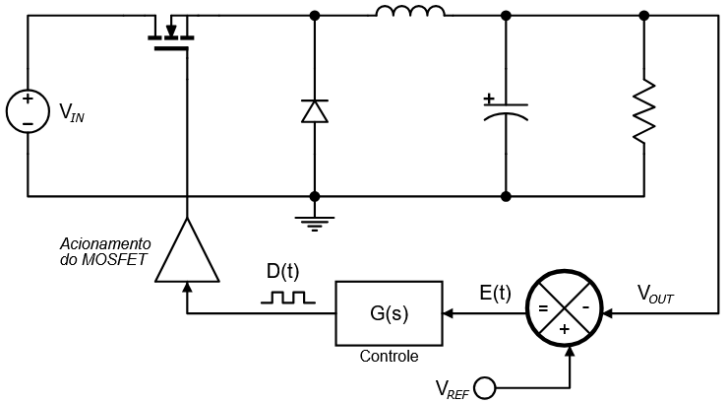
2. **Frequência variável**: a frequência f é variável, e o ciclo de trabalho pode ser fixo ou não. A frequência variável permite a obtenção da tensão de saída em faixa completa). Conforme Rashid (2014), Esse tipo de controle gera harmônicas em frequências imprevisíveis, e o projeto de um filtro para o circuito é dificultado.

O conversor *buck* desenvolvido neste trabalho utilizará a modulação por largura de pulso, isto é, frequência de chaveamento constante. O microcontrolador *ESP32-WROOM-32* possui, internamente, um circuito gerador de PWM e pode ter frequência de chaveamento e ciclo de trabalho controlados por meio da programação com a biblioteca *LED Controller*. Mais detalhes serão abordados na seção 3.

2.5 MODELO DO CONVERSOR *BUCK* NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA

Segundo Rashid (2014), o conversor *buck* tem o sinal de saída controlado pelo sinal de entrada por meio do valor do ciclo de trabalho D, conforme a Equação (4). O Conversor *Buck* é, normalmente, projetado contendo um sistema de controle em malha fechada, contendo elementos que comparam a saída a algum valor de referência e ajusta o ciclo de trabalho D fornecido ao elemento de chaveamento de maneira a manter a saída no valor desejado. Esta estrutura típica de um Conversor *Buck* é mostrada na Figura 9.

Figura 9 – Conversor *Buck* com controle típico.



Fonte: Autoria própria (2025).

A função de transferência $G(s)$ da Figura 9 que controla o valor de ciclo de trabalho é definida pelo projetista. O controle a ser aplicado será o controle PI, a ser explorado na seção 2.6.1.

O Conversor *Buck* pode ser modelado no domínio da frequência, de modo que todo o sistema poderia ser modelado para o domínio da frequência. Conforme Nilsson e Riedel (2015), o resistor, o indutor e o capacitor podem ser modelados no domínio da frequência por meio da transformada de Laplace como:

$$R = \frac{V}{I} \quad \xrightarrow{\mathcal{L}} \quad R = \frac{V(s)}{I(s)} \; ; \tag{11}$$

$$V = L\frac{dI}{dt} \quad \xrightarrow{\mathcal{L}} \quad V(s) = sLI(s) \; ; \tag{12}$$

$$I = C\frac{dV}{dt} \quad \xrightarrow{\mathcal{L}} \quad I(s) = sCV(s)\ . \tag{13}$$

As variáveis V e I são, respectivamente, a tensão e a corrente em cada respectivo dispostivo. Utilizando a lei de Kirchoff dos nós, que diz que a soma das correntes de um nó é nula (NILSSON; RIEDEL, 2015), somando a correntes no nó onde o indutor fornece a corrente para capacitor e resistor (ver Figura 9):

$$I_L - I_R - I_C = 0 \quad \xrightarrow{\mathcal{L}} \quad \frac{V_{in}(s) - V_{out}(s)}{sL} - \frac{V_{out}(s)}{R} - sCV_{out}(s)\ . \tag{14}$$

Em consonância com Erickson e Maksimović (2020), o circuito formado por fonte de entrada V_{in}, MOSFET e diodo pode equivaler matematicamente à Equação (15), caso presuma-se que a tensão seja razoavelmente constante, oscilando minimamente.

$$V_{in}(t) = V_{in}D(t) \quad \xrightarrow{\mathcal{L}} \quad V_{in}(s) = V_{in}D(s)\ . \tag{15}$$

Substituindo a tensão $V_{in}(s)$ da Equação (14) pelo seu equivalente mostrado na Equação (15) ter-se-á:

$$\frac{V_{in}D(s) - V_{out}(s)}{sL} - \frac{V_{out}(s)}{R} - sCV_{out}(s) = 0\ ; \tag{16}$$

$$V_{in}D(s) = V_{out}(s) + sL\frac{V_{out}(s)}{R} + s^2LCV_{out}(s)\ ; \tag{17}$$

$$D(s) = V_{out}(s)\frac{\left(s^2LC + s\frac{L}{R} + 1\right)}{V_{in}}\ ; \tag{18}$$

$$\frac{V_{out}(s)}{D(s)} = \frac{\frac{V_{in}}{LC}}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{1}{LC}}\ . \tag{19}$$

A função de transferência do Conversor *Buck* que relaciona um valor de ciclo de trabalho D que controla a tensão de saída V_{out} no domínio da frequência é dada pela Equação (20).

$$G_B = \frac{V_{out}(s)}{D(s)} = \frac{\frac{V_{in}}{LC}}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{1}{LC}} \ . \tag{20}$$

2.6 CONTROLE PID

O método de controle PID é o mais comumente utilizado para controlar processos dinâmicos. Segundo Ogata (2010),

> "A utilidade dos controles PID está na sua aplicabilidade geral à maioria dos sistemas de controle. Em particular, quando o modelo matemático da planta não é conhecido e, portanto, métodos de projeto analítico não podem ser utilizados, controles PID se mostram os mais úteis." (OGATA, 2010).

Antes de caracterizar-se o controle PID, definir-se-á:

- **Variável controlada**: variável a ser controlada pelo sistema de controle;
- **Variável manipulada**: variável que, quando manipulada, altera o estado da variável controlada;
- **Referência** ou ***Set point***: valor desejado da variável controlada;
- **Erro**: diferença entre a referência e a variável controlada;

Matematicamente, o erro é dado pela Equação (21):

$$e(t) = ref(t) - v_c(t) \ . \tag{21}$$

Em que $e(t)$ representa o erro, $ref(t)$ representa a referência e $v_c(t)$ representa a variável controlada.

O controle PID consiste em aplicar na variável manipulada um sinal equivalente a uma constante multiplicada pelo valor do erro, somada com uma constante multiplicada pela integral do erro, somada com uma constante multiplicada pela derivada do erro, conforme a Equação (22):

$$u(t) = Ke(t) + K_i \int e(t)\ dt + K_d \frac{de(t)}{dt}\ . \tag{22}$$

Em que $u(t)$ é a saída do controlador PID, K_p é o ganho proporcional, K_i é o ganho integral e K_d é o ganho derivativo. A equação do controlador PID é usualmente escrita com apenas um ganho, K, com os tempos integral (T_i) e derivativo (T_d):

$$u(t) = K\left(e(t) + \frac{1}{T_i}\int_0^t e(\tau)\ d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt}\right)\ . \tag{23}$$

Em que, por consequência:

$$K_p = K\ ; \tag{24}$$

$$K_i = \frac{K}{T_i}\ ; \tag{25}$$

$$K_p = KT_d\ ; \tag{26}$$

Aplicando a transformada de Laplace na Equação (23), tem-se:

$$U(s) = KE(s)\left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s\right)\ . \tag{27}$$

A função de transferência do controlador PID pode ser obtida dividindo-se a Equação (27) por $E(s)$:

$$G(s) = \frac{V_m(s)}{E(s)} = K\left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s\right)\ . \tag{28}$$

2.6.1 Controle PI

O método de controle PI é semelhante ao PID visto anteriormente, porém não contém o ganho ou tempo derivativo ($K_d = T_d = 0$). Logo:

$$u(t) = K\left(e(t) + \frac{1}{T_i}\int_0^t e(\tau)\ d\tau\right)\ . \tag{29}$$

$$G(s) = \frac{V_m(s)}{E(s)} = K\left(1 + \frac{1}{T_i s}\right) \ . \tag{30}$$

A Equação (29) representa a saída do controlador PI no domínio do tempo, e a Equação (30) representa a função de transferência do controlador PI.

O controlador PI será utilizado no Conversor *Buck* a ser desenvolvido, pois a resposta derivativa amplifica ruídos, e esta característica é indesejável em um regulador chaveado que possui ruído intrínseco devido ao chaveamento.

2.6.2 Sintonia do Controlador PI

O controlador PI, como anteriormente mencionado, necessita dos parâmetros de ganho K e tempo integral T_i, que são arbitrários e determinados visando uma resposta desejada. Segundo Ogata (2010), a maioria dos controladores PID é ajustada em campo e diferentes tipos de regras de são propostas na literatura e a utilização dessas regras de sintonia permite que ajustes finos no controlador PID possam ser realizados em campo. Neste contexto, dois métodos empíricos clássicos são os de Ziegler-Nichols.

2.6.2.1 Métodos de Sintonia de Ziegler-Nichols

Os métodos de Ziegler-Nichols são técnicas empíricas clássicas de sintonia de controladores PID, propostas por John G. Ziegler e Nathaniel B. Nichols. Existem dois métodos principais: o método da resposta ao degrau e o método da oscilação contínua.

2.6.2.1.1 Método Primeiro de Ziegler-Nichols

No primeiro método de Ziegler-Nichols, aplica-se um degrau unitário na entrada do sistema em malha aberta observa-se a resposta do processo, que deve apresentar comportamento típico de primeira ordem com atraso, com uma curva de resposta semelhante a um “S”. A partir dessa curva, obtêm-se dois parâmetros:

- L: tempo morto (atraso do sistema);

- T: constante de tempo do processo (tempo até atingir a tangente ao ponto de inflexão).

Com esses parâmetros, os ganhos do controlador são ajustados conforme a Tabela 1.

Tabela 1 – Parâmetros PID do Método Primeiro de Ziegler–Nichols.

Tipo de Controlador	K_p	T_i	T_d
P	$\frac{T}{L}$	∞	0
PI	$0{,}9\frac{T}{L}$	$\frac{L}{0{,}3}$	0
PID	$1{,}2\frac{T}{L}$	$2L$	$0{,}5L$

Fonte: adaptado de Ogata (2010, p. 524).

O primeiro método é mais adquando quando o sistema não possui integradores ou polos complexos conjugados dominantes (OGATA, 2010, p. 523).

2.6.2.1.2 Método Segundo de Ziegler-Nichols

No segundo método, o sistema é colocado em malha fechada apenas com ação proporcional (K_p) e o ganho é aumentado até que a saída apresente oscilações sustentadas. Assim, medir-se-á:

- K_{cr}: ganho crítico (ganho proporcional que produz oscilações contínuas);
- P_{cr}: período de oscilação correspondente.

A partir desses valores, os parâmetros do controlador PID são calculados conforme a Tabela 2.

Tabela 2 – Parâmetros PID do Método Segundo de Ziegler–Nichols.

Tipo de Controlador	K_p	T_i	T_d
P	$0{,}5K_{cr}$	∞	0
PI	$0{,}45K_{cr}$	$\frac{1}{1{,}2}P_{cr}$	0
PID	$0{,}6K_{cr}$	$0{,}5P_{cr}$	$0{,}125P_{cr}$

Fonte: adaptado de Ogata (2010, p. 525).

2.7 ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA

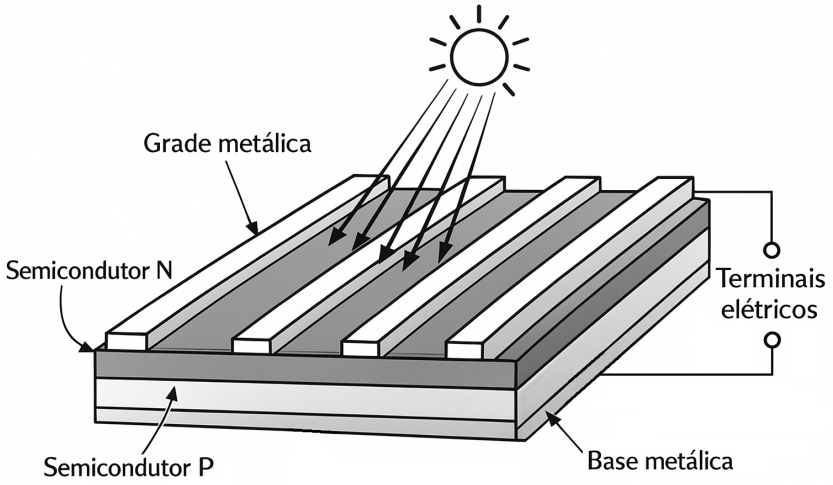
A energia solar fotovoltaica é a forma de geração de energia por meio da conversão da luz solar em energia elétrica por meio do efeito fotovoltaico e usualmente é gerada por módulos fotovoltaicos.

Um módulo fotovoltaico é um equipamento composto de células fotovoltaicas em arranjos série-paralelo e estruturas de fixação e proteção contra intempéries. Nos módulos fotovoltaicos, a energia elétrica é produzida nas células fotovoltaicas, com cada célula produzindo energia elétrica de forma independente das outras. A fim de explicar o funcionamento de um módulo fotovoltaico, abordar-se-á sobre a célula fotovoltaica, depois do arranjo série paralelo, e por fim, dos módulos e arranjos fotovoltaicos.

2.7.1 Célula Fotovoltaica

A célula fotovoltaica é um dispositivo semicondutor constituído de duas camadas, uma de material semicondutor do tipo P, e uma de material semicondutor do tipo N, de forma semelhante ao diodo. Diferentemente do diodo, na célula fotovoltaica ocorre o efeito fotovoltaico, que é um efeito que consiste, resumidamente, na geração de eletricidade quando existe incidência de luz sobre a célula fotovoltaica.

Figura 10 – Estrutura típica de uma Célula Fotovoltaica.

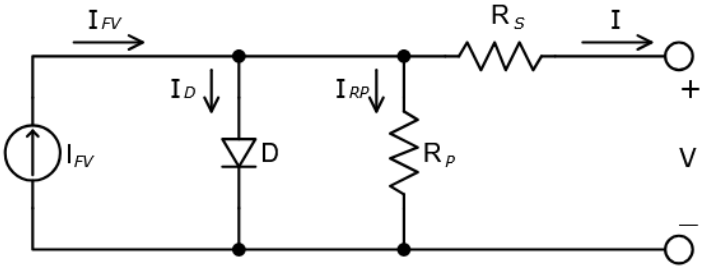


Fonte: adaptado de Villalva (2012).

Assim como no diodo, na célula fotovoltaica possui uma camada de depleção na junção PN, onde elétrons do material do tipo N passam para as lacunas do material do tipo P, gerando um campo elétrico interno. Nas células fotovoltaicas de silício, as mais comuns, este campo elétrico equivale a uma tensão elétrica de aproximadamente $0{,}6\ V$.

O modelo mais comum para a célula fotovoltaica é mostrado na Figura 11, e é composto de uma fonte de corrente em paralelo com um diodo intrínseco da célula fotovoltaica e em paralelo com uma resistência R_P, com uma resistência série R_S ligando este arranjo à saída. A corrente elétrica de uma célula fotovoltaica única sob luz solar é da ordem de mA, variável conforme a intensidade da luz incidente; e sua tensão é aproximadamente a tensão do diodo, em torno de $0{,}6\ V$ para células de silício.

Figura 11 – Modelo elétrico de uma Célula Fotovoltaica.



Fonte: Autoria própria (2025).

2.7.2 Módulo Fotovoltaico

Como anteriormente abordado, o módulo ou painel fotovoltaico é um conjunto de células fotovoltaicas ligadas em série-paralelo, de modo que a corrente elétrica e a tensão elétrica geradas são aumentadas.

Com células fotovoltaicas em série, a tensão total é aumentada:

$$V = V_1 + V_2 + \ ... \ + V_n \ . \tag{31}$$

Dessa forma, as tensões de módulos comerciais são obtidas. Com células fotovoltaicas em paralelo, a corrente elétrica é aumentada:

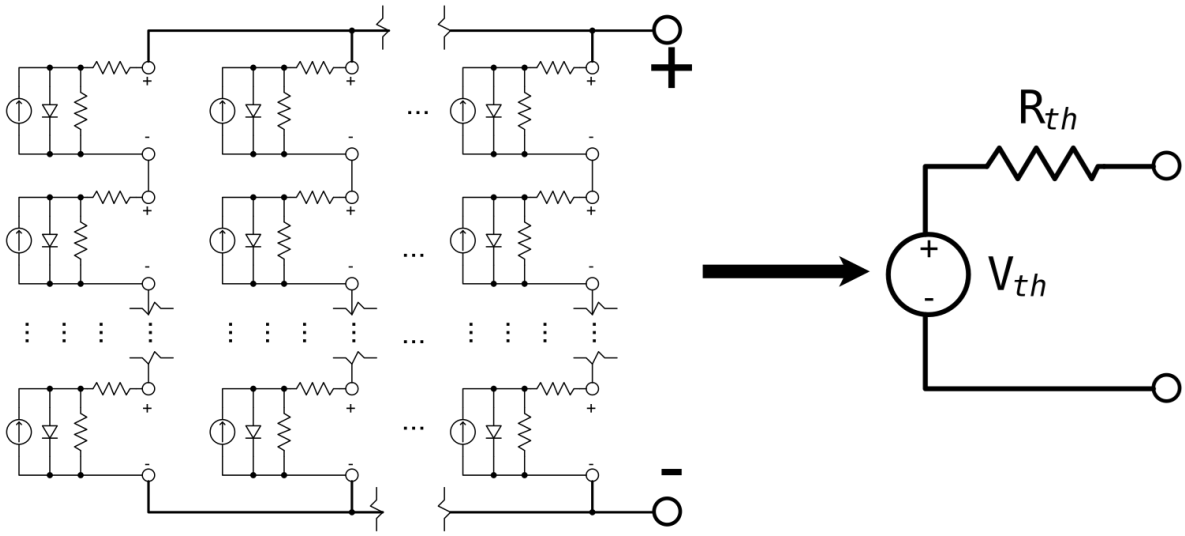
$$I = I_1 + I_2 + \ ... \ + I_n \ . \tag{32}$$

Dessa forma, pode-se utilizar células em série para aumentar a tensão, e depois utilizar estes "conjuntos série" em paralelo para aumentar a corrente.

Módulos fotovoltaicos, que já são constituídos de circuitos série-paralelo de células fotovoltaicas, podem também ser arranjados em série e paralelo, formando arranjos (*arrays*) fotovoltaicos em usinas solares fotovoltaicas.

Para o conversor *buck*, considerar-se-á o equivalente de um Thévenin de um módulo fotovoltaico, isto é, uma tensão em série com uma resistência. Conforme Nilsson e Riedel (2015), um circuito qualquer, entre dois pontos, pode ser substituído pelo conjunto formado uma tensão equivalente de Thévenin em série com uma resistência equivalente de Thévenin.

Figura 12 – Ilustração do arranjo interno de um Módulo Solar Fotovoltaico e seu equivalente de Thévenin.



Fonte: Autoria própria (2025).

Abstraindo-se o módulo ou arranjo fotovoltaico para o equivalente de Thévenin, simplifica-se a análise do circuito. Ademais, desprezar-se-á a resistência de Thévenin em série, considerando seu valor como insignificante; e a tensão, devido à característica da luz solar ser inconstante, será variável, em torno da tensão nominal do módulo ou arranjo fotovoltaico. Assim, projetar-se-á o conversor para a operação em uma faixa de valores de entrada, mantendo a saída para a célula eletrolítica estável.

2.8 CÉLULA ELETROLÍTICA

Uma células eletrolítica é um dispositivo que possui a capacidade de realizar eletrólise de substâncias químicas. A eletrólise “é um processo eletroquímico não espontâneo, ou seja, a presença de corrente elétrica fará com que ocorram as reações químicas de oxirredução nos eletrodos” (ATKINS *et al.*, 2018).

A célula eletrolítica contém os seguintes elementos:

- Recipiente não condutor: (vidro, acrílico ou PVC);
- Eletrólito: meio condutor;
- Eletrodos intertes: anodo e catodo, não participam da eletrólise:
  - Ânodo (positivo): captura elétrons do eletrólito, onde ocorrem as reações de oxidação;
  - Cátodo (negativo): fornece elétrons para o eletrólito, onde ocorrem as reações de redução;
- Fonte de tensão elétrica: realiza o processo de eletrólise, forçando uma corrente elétrica sobre a solução eletrolítica.

A eletrólise requer íons para conduzir a corrente elétrica por meio da solução. A água pura possui baixa condutividade elétrica e a adição de soluções iônicas como o cloreto de sódio gera íons que permitem que ocorra a eletrólise (ATKINS *et al.*, 2018).

Para que ocorra a eletrólise, a fonte de tensão elétrica deve fornecer uma tensão elétrica igual ou superior ao potencial da reação (ATKINS *et al.*, 2018). Na prática, a tensão a ser fornecida é ainda maior do que este limiar para que a reação ocorra em maior velocidade (ATKINS *et al.*, 2018).

A lei de Faraday da eletrólise afirma que: “ A quantidade do produto formado ou do reagente consumido por uma corrente elétrica é estequiometricamente equivalente à quantidade de elétrons fornecidos” (ATKINS *et al.*, 2018).

Assim, a corrente elétrica fornecida é essencial para se ter a quantidade de produtos gerados. A corrente elétrica instantânea é dada pela quantidade de cargas elétricas por segundo a Equação (33) (HALIDAY *et al.*, 2016):

$$i = \frac{dq}{dt} \ . \tag{33}$$

A qual i é a corrente elétrica em amperes, q a carga elétrica em Coulombs e t o tempo em segundos. A carga elétrica é uma grandeza intrinsecamente relacionada com a quantidade de elétrons que a carga elétrica representa. Um elétron possui a carga elementar $e^- = -1,602 \cdot 10^{-19}\ C$ (HALIDAY *et al.*, 2016), e a carga elétrica pode ser obtida integrando-se aEquação (33):

$$q = \int_0^t i(\tau)dt \ . \tag{34}$$

Conforme (ATKINS *et al.*, 2018), o número de mols de elétrons n do produto da reação de eletrólise pode ser dado pela relação da Equação (35)

$$n = \frac{q}{F} \ . \tag{35}$$

Em que F é a constante de Faraday que indica a quantidade de carga por mol de elétrons.

Logo, pode-se concluir o controle da tensão elétrica e da corrente elétrica fornecidos para a célula eletrolítica influirá diretamente na geração dos produtos desejados na reação de eletrólise.

2.8.1 Eletrólise da água com sal

A reação a ser desenvolvida na célula eletrolítica será a de eletrólise da água com sal, na concentração da água do mar ($30\ g/L$).

Na água com sal dissolvido, ocorre naturalmente a formação de íons de cloro Cl^- e sódio Na^+.

$$NaCl(aq) \rightarrow Na^+(aq) + Cl^-(aq) \ . \tag{36}$$

No eletrodo positivo, o ânodo, ocorre a reação:

$$2Cl^{-}(aq) \rightarrow Cl_2(g) + 2e^{-} \ . \tag{37}$$

No cátodo, o eletrodo negativo, ocorre a reação:

$$2H_2O + 2e^{-} \rightarrow H_2(g) + 2OH^{-}(aq) \ . \tag{38}$$

Na célula eletrolítica ocorrem reações secundárias, devido a parte do gás cloro dissolvido em água e reagir com os íons hidróxido, formando íons hipoclorito:

$$Cl_2(g) + 2OH^{-}(aq) \rightarrow Cl^{-}(aq) + ClO^{-}(aq) + H_2O(l) \ . \tag{39}$$

E os íons hipoclorito reagem com o sódio formando hipoclorito de sódio:

$$Na^{+}(aq) + ClO^{-}(aq) \rightarrow NaClO(aq) \ . \tag{40}$$

Assim, a equação global da reação será:

$$NaCl(aq) + H_2O \rightarrow NaClO(aq) + H_2(g) \ . \tag{41}$$

3 PROJETO DO CONVERSOR *BUCK*

3.1 CONDIÇÕES DE OPERAÇÃO DO SISTEMA

Segundo Erickson e Maksimović (2020), um projeto de engenharia deve seguir alguns passos principais, sendo o primeiro deles a determinação das especificações e objetivos do projeto. Assim, definir-se-á os parâmetros desejados conforme a Tabela 3.

Tabela 3 – Parâmetros desejados para o Conversor *Buck*.

Variável	Símbolo	Valor
Tensão de Entrada	V_{in}	9 a 38 V
Tensão de Saída	V_{out}	0 a 20 V
Corrente de Saída	I_{out}	0 a 10 A
Variação da Corrente de Saída	ΔI_{out}	$\leq$ 0,01 A
Variação na Tensão de Saída	ΔV_{out}	$\leq$ 0,01 V
Frequência de Chaveamento	f	$\geq$ 20 kHz

Fonte: autoria própria (2025).

Embora estes sejam os parâmetros desejados, o circuito foi e montado utilizando os componentes eletrônicos disponíveis no CECA, aplicando-os no Conversor *Buck* desenvolvido segundo o valor mais próximo ao desejado; e as simulações foram realizadas com os valores destes componentes. Na seção 4, ver-se-á a tabela contendo os parâmetros reais do dispositivo montado.

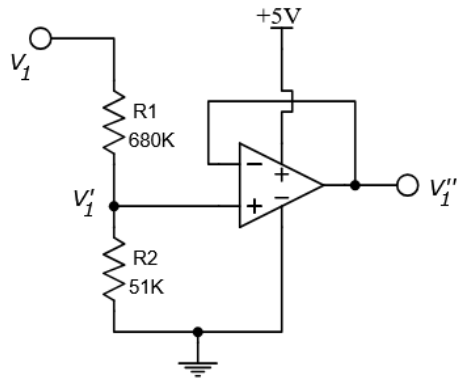
3.2 PROJETO DO MICROCONTROLADOR E PERIFÉRICOS

Uma das considerações a serem realizadas é a de que, como o método de controle aplicado no Conversor *Buck* utiliza microcontrolador e microcontroladores são circuitos digitais, ocorre a discretização do sinal medido, seja tensão, corrente, tempo, etc.

3.2.1 Circuito redutor de tensão

Para que a tensão de saída do conversor *buck* possa ser medida pelo microcontrolador, utilizou-se o circuito divisor de tensão, que utiliza dois resistores e produz uma tensão proporcional aos valores dos resistores. Para evitar contato direto com a entrada do microcontrolador, um circuito com amplificador operacional na configuração *buffer*, que possui uma alta impedância de entrada, tal que “isola” a entrada em relação à saída, e replica o sinal da entrada na sua saída. Assim, o circuito redutor de tensão é mostrado na Figura 13.

Figura 13 – Circuito redutor de tensão.



Fonte: Autoria própria (2025).

Na Figura 13, o valor de tensão $V_1^{'}$ é dado por:

$$V_1^{'} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_1 \ . \tag{42}$$

E a tensão $V_1^{''}$ é dada por:

$$V_1^{''} = V_1^{'} \ . \tag{43}$$

Os valores dos resistores da Equação (42) foram definidos utilizando valores muito elevados em comparação à célula eletrolítica, de modo que pode-se desconsiderá-los para o funcionamento do conversor *buck*, e de modo a garantir uma grande faixa de tensões lidas. O valor máximo que pode ser lido é dado ao substituir $V_1^{'}$ por 3,3 V e utilizar as resistências dadas:

$$3,3\ V = \frac{51k}{680k + 51k} \cdot V_1, \text{ logo: } V_1 = 47,3\ V\ ; \tag{44}$$

A quantidade de tensão mínima que o ADC poderá representar será alterada dividindo-se o valor obtido na Equação (10) pela constante do divisor de tensão:

$$V_{min_{med.}} = (3,3\ V) \cdot \frac{1}{4095} \cdot \frac{680k + 51k}{51k} \cong 0,0115507\ V\ ; \tag{45}$$

A variação de tensão na saída do Conversor *Buck* deve estar dentro do valor mínimo dado na Equação (45), pois menores variações não serão percebidas pelo ADC.

3.2.2 Circuito transdutor de Corrente

Enquanto a tensão elétrica é medida diretamente pelo ADC do *ESP32-WROOM-32*, a corrente não o é. Dessa maneira, é necessário utilizar um transdutor que converta a corrente elétrica de saída para um sinal de tensão de tensão proporcional.

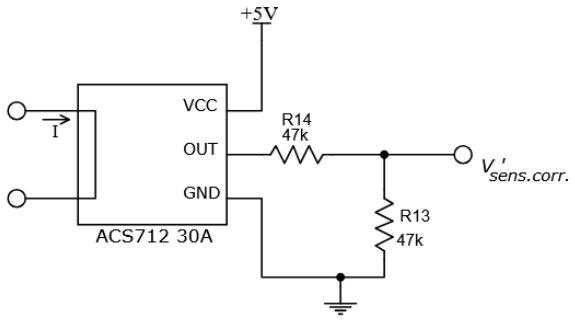
Uma opção comum para este fim é a família de sensores por efeito hall ACS712, a qual tem o modelo ACS712 30A disponível no ceca e que gera uma tensão proporcional à corrente que o atravessa. O intervalo de medição do ACS712 30A é de $-30\ A$ a $+30\ A$. Sua tensão de alimentação é $5\ V$, e o intervalo do sinal de saída é de $0\ V$ a $5\ V$, com $2{,}5\ V$ representando o 0 ampere medido. Neste sensor, cada ampere de saída equivale a $0{,}066\ V$ na saída, somando com o valor $2{,}5\ V$; isto é, o valor da saída é $2{,}5\ V$ mais (ou menos) $0{,}066\ V$ para cada ampere medido, conforme a Equação (46).

$$V_{sens.corr.} = 2{,}5 + 0{,}066 \cdot I\ ; \tag{46}$$

A tensão gerada pelo sensor de corrente tem valores que ultrapassam o limite

de 3,3 V do ADC do *ESP32-WROOM-32*. Logo, também foi utilizado um divisor de tensão para a saída do sensor, e o circuito desenvolvido é representado na Figura 14.

Figura 14 – Circuito transdutor de Corrente.



Fonte: Autoria própria (2025).

A partir da Equação (46) e da Equação (42), com $R_1 = R_2 = 470\ \Omega$, a corrente de saída será relacionada com a tensão da saída do transdutor pela Equação (47).

$$I = \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot V'_{sens.corr.} - 2,5 \right) \cdot \frac{1}{0,066} = \frac{2V'_{sens.corr.} - 2,5}{0,066}\ ; \tag{47}$$

Assim como para a tensão, a quantidade de corrente mínima que o ADC poderá representar será dada substituindo a tensão $V'_{sens.corr.}$ da Equação (47) pelo valor obtido na Equação (45) e desprezando a constante $2{,}5\ V$. Assim, ter-se-á a Equação (48).

$$I_{min_{quantiz.}} = \frac{2 \cdot \frac{3,3}{4095}}{0,066} \cong 0,0244200\ A\ ; \tag{48}$$

A variação de corrente de saída deve ser igual ou superior ao valor dado pela Equação (48), pois variações inferiores não serão percebidos pelo microcontrolador.

3.2.3 Frequência de Chaveamento

A frequência de chaveamento é definida conforme as especificações do microcontrolador. O *ESP32-WROOM-32*, utilizando o gerador de PWM interno com a biblioteca *LED Controller*, consegue gerar um PWM de várias frequências e taxa de bits, conforme a escolha do usuário, sendo a taxa de bits a quantidade de bits utilizados para a precisão do PWM. Escolhendo-se 12 bits, por exemplo, o *LED Controller* dividirá

o período do PWM em 2^{12} (4096) partes, e o ciclo de trabalho será controlado por um número entre 0 e 4095, qual 0 representa $D = 0$, 4095 representa $D = 1$. Logo, o ciclo de trabalho do PWM gerado é dado pela Equação (49).

$$D = \frac{n}{2^{N_{bits}} - 1} \tag{49}$$

Qual N_{bits} é o número de bits utilizado pelo microcontrolador, e n é um número entre 0 e $2^{N_{bits}} - 1$ e representa o ciclo de trabalho convertido em número binário. Nota-se que assim como na Equação (3), o ciclo de trabalho é um número entre 0 e 1.

Para o conversor *buck*, escolheu-se a frequência de *40kHz*, que é a frequência máxima com 10 bits.

$$f = 40\ kHz \tag{50}$$

3.2.4 Frequência de Amostragem

A frequência de amostragem utilizada foi definida para $480\ kSa/s$ (quatrocentas e oitenta quiloamostras por segundo), dividida para três canais analógicos:

1. Tensão superior (V_1) da célula eletrolítica com referência no “terra” (ver Figura 2);
2. Tensão inferior (V_2) da célula eletrolítica com referência no “terra” (ver Figura 2);
3. Corrente de saída.

Assim, a tensão de saída é dada por:

$$V_{out} = V_1 - V_2\ ; \tag{51}$$

Cada canal, portanto, tem taxa de amostragem igual a $160\ kSa/s$, e a tensão demora duas amostras para ser atualizada. Logo, a taxa de amostragem da tensão é $80\ kSa/s$ e a taxa de amostragem da corrente é $160\ kSa/s$.

3.3 DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES ELÉTRICOS

3.3.1 Indutor

Conforme a Equação (5), a indutância deve ser calculada considerando a tensões máxima e a tensão mínima, dadas na Tabela 3, a tensão de saída nominal $(4\ V)$, a frequência dada na Equação (50) e a variação da corrente de saída dada pela Equação (48). Assim, ter-se-á:

$$L = \frac{4\,(40-4)}{40 \cdot 40000 \cdot \frac{2 \cdot 3{,}3}{0{,}066 \cdot 4095}} = 3{,}6855\ mH\ . \tag{52}$$

Sendo a Equação (52) a indutância calculada para a tensão de $40\ V$ de entrada. A indutância calculada para a tensão de $9\ V$ é dada pela Equação (53).

$$L = \frac{4\,(9-4)}{9 \cdot 40000 \cdot \frac{2 \cdot 3{,}3}{0{,}066 \cdot 4095}} = 2{,}275\ mH\ . \tag{53}$$

O indutor de maior indutância disponível no CECA foi de $50\ \mu H$, e este foi utilizado. As simulações e o circuito montado utilizou estes valores.

Com isso, a variação na corrente de saída será dada trocando L por ΔI na Equação (5):

3.3.2 Capacitor

Conforme a Equação (6), a capacitância deve ser calculada considerando a variação da corrente de saída dada pela Equação (48), a variação da tensão de saída dada pela Equação (45) e a frequência de chaveamento, e ter-se-á:

$$C = \frac{\frac{2 \cdot 3{,}3}{0{,}066 \cdot 4095}}{8 \cdot 40000 \cdot \left(\frac{731}{51} \cdot \frac{3{,}3}{4095}\right)} \cong 6{,}606765\ \mu F\ . \tag{54}$$

Capacitores com diversos valores de capacitância foram encontrados. Escolheu-se um capacitor com valor muito maior ao dado pela Equação (54), de modo que a variação (ou "*ripple*") de tensão será atenuada, filtrando as componentes de alta frequência, atuando como um filtro passa-baixa. O capacitor escolhido é uma associação de

dois capacitores eletrolíticos de $1000\ \mu F$ em paralelo, formando uma capacitância equivalente de $2000\ \mu F$.

3.3.3 MOSFET

O MOSFET escolhido foi o IRFZ44N, que possui características compatíveis com o circuito, conforme a Tabela 4.

Tabela 4 – Dados do MODFET modelo IRFZ44N.

Símbolo	Parâmetro	Valor	Unidade
$I_{D_{max}}$	Corrente de Dreno contínua máxima ($T = 25\ °C,\ V_{GS} = 10\ V$)	49	A
$I_{D_{max}}$	Corrente de Dreno contínua máxima ($T = 100\ °C,\ V_{GS} = 10\ V$)	35	A
$I_{DM_{max}}$	Corrente de Dreno pulsada máxima	160	A
$P_{D_{max}}$	Dissipação de Potência	94	W
$V_{GS_{max}}$	Tensão entre porta e fonte máxima	$\pm$20	V
$R_{DS_{(on)\ max}}$	Resistência estática de dreno para fonte ($V_{GS} = 10\ V,\ I_D = 250\ \mu A$)	$\leq$ 17,5	$m\Omega$
$V_{GS_{(th)}}$	Tensão entre porta e fonte de limiar ($I_D = 250\ \mu A,\ V_{GS} = V_{DS}$)	2 – 4	V
Q_g	Carga total de porta ($I_D = 25\ A,\ V_{DS} = 44\ V,\ V_{GS} = 10\ V$)	$\leq$ 63	nC
t_r	Tempo de subida ($I_D = 25\ A,\ V_{DD} = 28\ V,\ R_G = 44\ V,\ V_{GS} = 10\ V$)	60	ns
t_f	Tempo de subida ($I_D = 25\ A,\ V_{DD} = 28\ V,\ R_G = 44\ V,\ V_{GS} = 10\ V$)	45	ns

Fonte: Infiniteon (2010).

Considerando a tensão de *gate* utilizada para a determinação dos parâmetros do MOSFET, de 10 V, a tensão de *gate* que será utilizada para o MOSFET do Conversor *Buck* deste trabalho será 12 V.

O circuito de acionamento do MOSFET, que foi montado conforme o diagrama apresentado na Figura 6, utilizou os seguintes valores:

- $R_1 =$ 22 Ω
- $R_2 =$ 330 Ω
- $R_3 =$ 100 Ω
- $R_4 =$ 1 $k\Omega$

- $R_5 = 100\ \Omega$
- $R_6 = 1\ k\Omega$

O resistor R_1 do terminal porta do MOSFET é dado pela corrente de porta, calculada conforme a Equação (7) com os valores da tabela Tabela 4, obtendo a Equação (55), e depois utilizando o valor dado na Equação (55) para calcular a resistência de porta, dada a tensão de porta de 12 V, e obter-se-á a Equação (56)

$$I_G = \frac{63 \cdot 10^{-9}\ C}{45 \cdot 10^{-9}\ s} = 1,4\ A \tag{55}$$

$$I_G = \frac{12\ V}{1,4\ A} \cong 8,57143\ \Omega \tag{56}$$

Os valores dos demais resistores foram obtidos de maneira empírica, testando valores de resistência comerciais de 1/4 W minimamente aceitáveis, isto é, que, para 12 V, não excedam 1/4 W. A resistência mínima para 12 V é dada pela Equação (57), e a resistência mínima para 5 V é dada pela Equação (58).

$$R = \frac{V^2}{P} = \frac{(12\ V)^2}{0,25\ W} = 576\ \Omega \tag{57}$$

$$R = \frac{V^2}{P} = \frac{(5\ V)^2}{0,25\ W} = 100\ \Omega \tag{58}$$

Embora sejam estes os valores das equações, os valores utilizados foram superdimensionados para operar com potências inferiores à potência limite com margem segura, garantindo a segurança do circuito neste aspecto.

3.3.4 Diodo

Ao analisar os diodos sugeridos na seção 2.3, pode-se concluir que a escolha ideal de diodo deve ser a de um modelo do tipo recuperação rápida ou do tipo Schottcky.

O modelo de diodo escolhido foi o STPS30H100CT, que é um diodo Schottcky duplo (dois diodos em um único encapsulamento) de três terminais, com terminal catodo em comum, e possui encapsulamento TO-220 que permite a instalação de dissipador de calor, permitindo a operação contínua e segura do componente; adequado para aplicações de potência com baixa queda de tensão direta e rápida recuperação reversa.

Tabela 5 – Dados do diodo modelo STPS30H100CT.

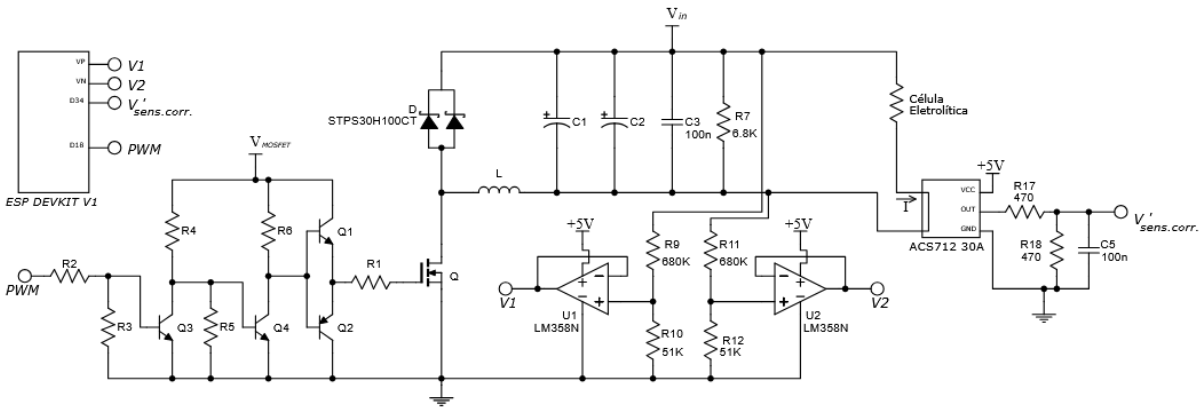
Símbolo	Parâmetro	Valor	Unidade
V_{RRM}	Tensão máxima de pico reversa recorrente	100	V
$I_{F_{max}}$	Corrente de condução RMS máxima (por diodo, T_J = 25 °C)	15	A
$I_{F_{max}}$	Corrente de condução RMS máxima (por dispositivo, T_J = 25 °C)	30	A
I_{FSM}	Corrente de surto máxima não repetitiva (10 ms, senoidal)°C)	30	A
V_F	Tensão de condução típica (por diodo, I_F = 15 A, T_J = 125 °C)	0.64	A
$V_{F_{max}}$	Tensão de condução máxima (por diodo, I_F = 15 A, T_J = 125 °C)	0.67	A
I_R	Corrente reversa máxima (por diodo, $V_R = V_{RRM}$, T_J = 25 °C)	5	μA
I_R	Corrente reversa máxima (por diodo, $V_R = V_{RRM}$, T_J = 125 °C)	6	mA

Fonte: ST Microelectronics (2018).

3.4 DIAGRAMA DO CIRCUITO ELÉTRICO

O diagrama elétrico completo do Conversor *Buck* é encontrado na Figura 15.

Figura 15 – Circuito completo do Conversor *Buck*



Fonte: Autoria própria (2025).

3.5 DIAGRAMA DO SISTEMA DE CONTROLE

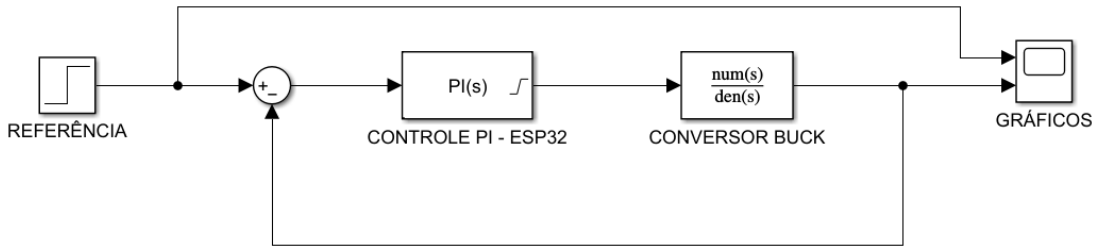
O sistema de controle da célula eletrolítica pode ser representado pela figura abaixo.

A função de transferência do conversor buck da figura é dada pela substituição dos parâmetros V_{in}, R, L e C na Equação (20), que são, respectivamente, $20\ V$; $0,8\ \Omega$; $50\ \mu H$ e $2000\ \mu F$.

$$G_B = \frac{V_{out}(s)}{D(s)} = \frac{\frac{20}{50{\cdot}10^{-6}{\cdot}2000{\cdot}10^{-6}}}{s^2 + \frac{1}{0{,}8{\cdot}2000{\cdot}10^{-6}}s + \frac{1}{50{\cdot}10^{-6}{\cdot}2000{\cdot}10^{-6}}} = \frac{200.000.000}{s^2 + 625s + 10.000.000}\ . \quad (59)$$

Esta função de transferência foi aplicada em um sistema projetado no Simulink, a fim de simular o comportamento do Conversor *Buck*. O diagrama do sistema de controle contendo o Conversor *Buck* é mostrado na Figura 16.

Figura 16 – Circuito completo do Conversor *Buck*.



Fonte: Autoria própria (2025).

4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

4.1 SIMULAÇÃO DO SISTEMA DE CONTROLE NO SIMULINK

A simulação do Sistema de Controle foi realizada utilizando um sinal de referência contendo múltiplos degraus, a fim de obter uma previsão da resposta do Conversor *Buck* proposto. Além disso, os parâmetros iniciais para o controle PI foram determinados utilizando a simulação por meio de sucessivas repetições, alterando os parâmetros K e T_i, seguindo a segunda metodologia proposta por Ziegler-Nichols na seção Subseção 2.6.2.1.2.

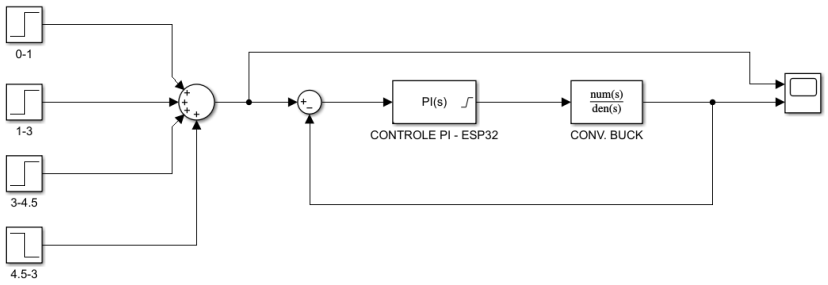
Os primeiros parâmetros obtidos por simulações e testados na prática foram:

$$K = 0{,}1 \; ; \;\; T_i = 0{,}1 \; ; \tag{60}$$

Após testes práticos, constatou-se resposta oscilatória do Conversor *Buck* montado e outra sintonia foi utilizada, utilizando o sistema completo contendo o Módulo Fotovoltaico, Conversor *Buck* e Célula Eletrolítica, e as simulações tanto no Simulink quanto no LTSpice foram refeitas para os novos parâmetros do controlador PI, que são:

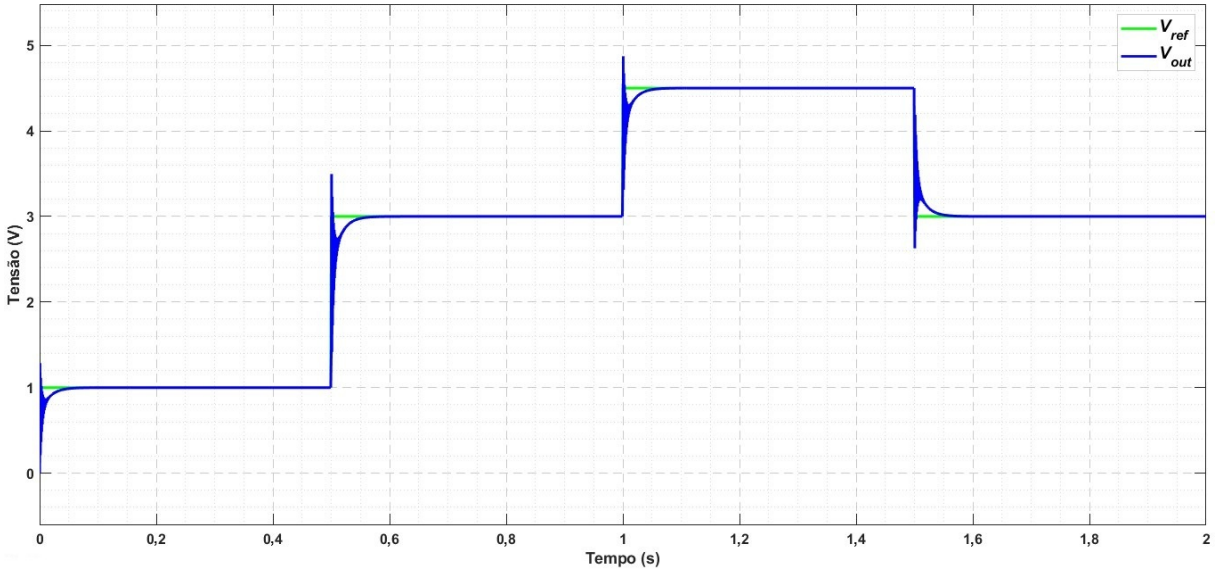
$$K = 0{,}008 \; ; \;\; T_i = 0{,}01 \; ; \tag{61}$$

Figura 17 – Circuito do Conversor *Buck* com controle de Tensão simulado no LTSpice



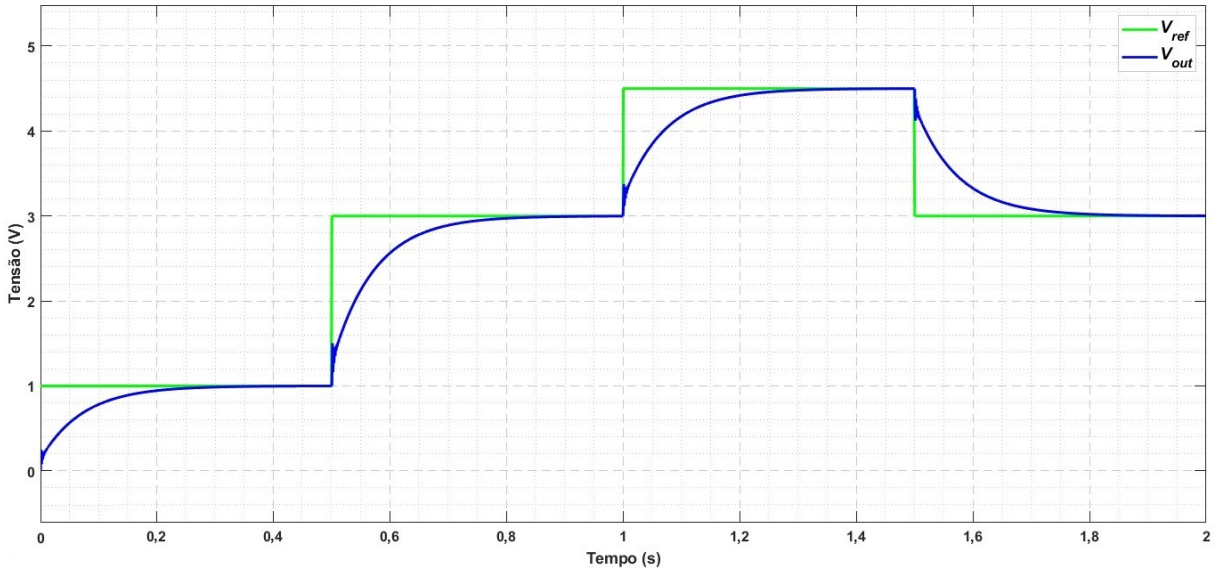
Fonte: Autoria própria (2025).

Figura 18 – Resposta a Degraus do Sistema de Controle simulada no Simulink com $K = 0{,}1$; $T_i = 0{,}1$.



Fonte: Autoria própria (2025).

Figura 19 – Resposta a Degraus do Sistema de Controle simulada no Simulink com $K = 0{,}008$; $T_i = 0{,}01$.

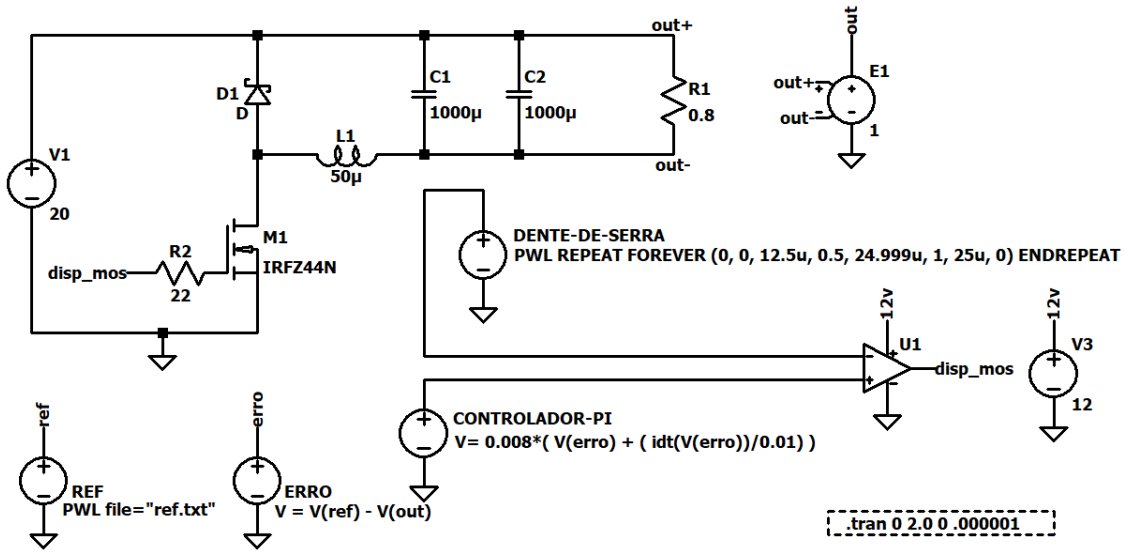


Fonte: Autoria própria (2025).

4.2 SIMULAÇÃO DO CIRCUITO ELÉTRICO NO LTSPICE

O circuito elétrico da Figura 15 foi simulado utilizando o software gratuito LTSpice e é mostrado na Figura 20. Os circuitos de acionamento do MOSFET, de redução de tensão e de conversão de corrente foram substituídos por elementos com função semelhante, assim como a célula eletrolítica, que tem resposta não linear, mas que foi modelada como uma resistência equivalente.

Figura 20 – Circuito do Conversor *Buck* com controle de Tensão simulado no LTSpice



Fonte: Autoria própria (2025).

Alguns elementos da Figura 20 são descritos abaixo:

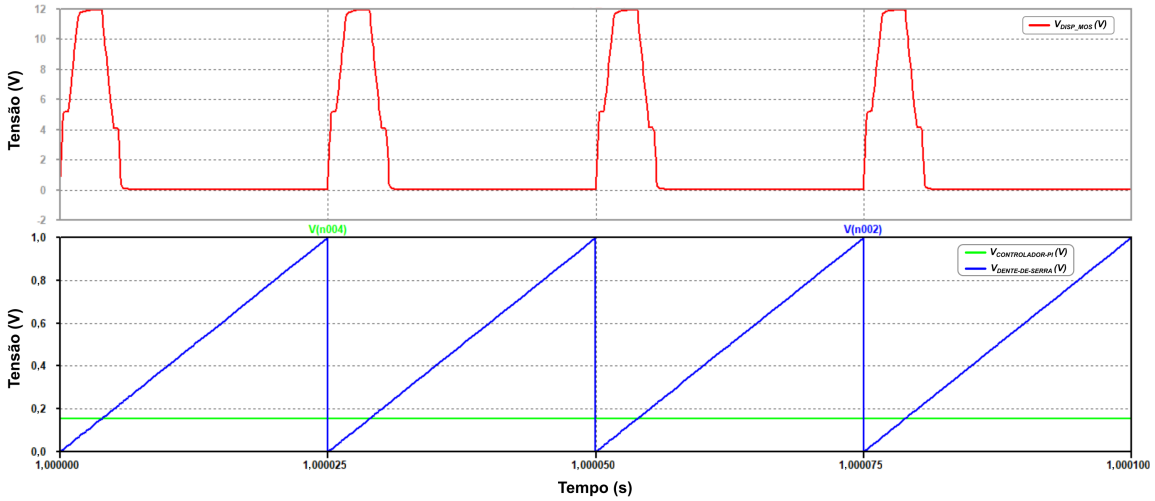
- **REF**: representa o sinal de referência, aplicado no cicuito como uma fonte com resposta descrita por pontos por meio do recurso PWL do LTSpice;
- **ERRO**: representa o sinal de erro, aplicado no circuito como uma fonte de tensão controlada por equação, dada pela Equação (21);
- **CONTROLADOR-PI**: representa o sinal de controle gerado internamente pelo *ESP32-WROOM-32*. Os parâmetros K e T_i são, respectivamente, as constantes 0.008 e 0.01. Embora estes parâmetros sejam exibidos na Figura 20, foram geradas diferentes respostas alterando os valores de K e T_i;

- **DENTE-DE-SERRA**: representa um sinal dente-de-serra não existente, somente para fins de simulação, de $0\ V$ a $1\ V$ para comparar com o sinal da fonte *CONTROLADOR-PI*, que possui frequência igual à frequência de chaveamento definida na seção 3.2.3;

- **U1**: representa um comparador não existente, somente para fins de simulação, que compara a saída da fonte *CONTROLADOR-PI* e da fonte *DENTE-DE-SERRA*, de modo que, como esta última é entre $0\ V$ e $1\ V$, sempre que a onda dente-de-serra ultrapassa o valor do controlador PI, o valor da saída para disparo do MOSFET é nível baixo, e, caso contrário, a saída será nível alto, de modo que o ciclo de trabalho D na saída para disparo do MOSFET é igual ao valor da fonte *CONTROLADOR-PI*, com saturação em $12\ V$ ou $0\ V$. Os sinais resultantes são mostrados na Figura 21;

- **E1**: representa a tensão de saída.

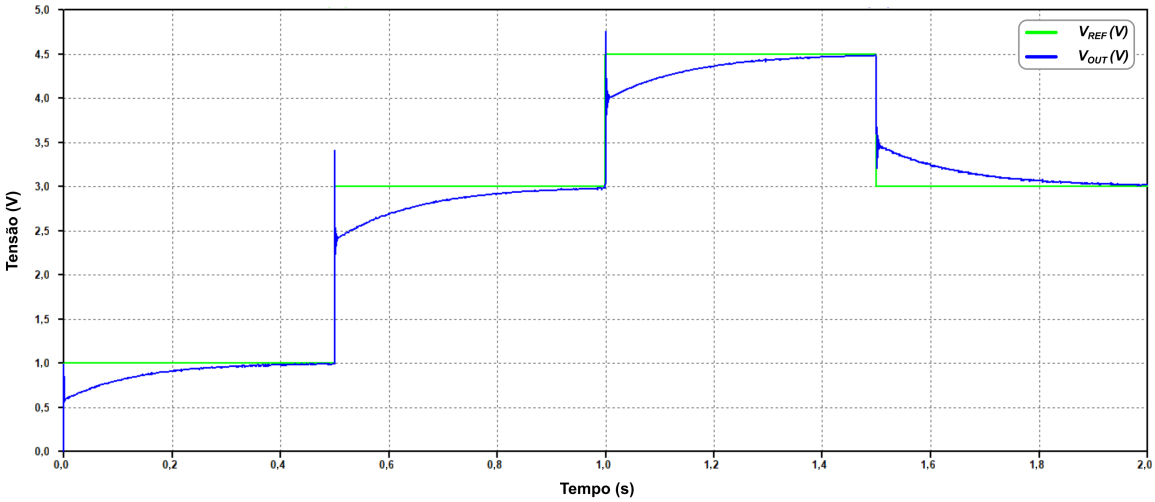
Figura 21 – Formas de onda das entradas e saída do comparador $U1$



Fonte: Autoria própria (2025).

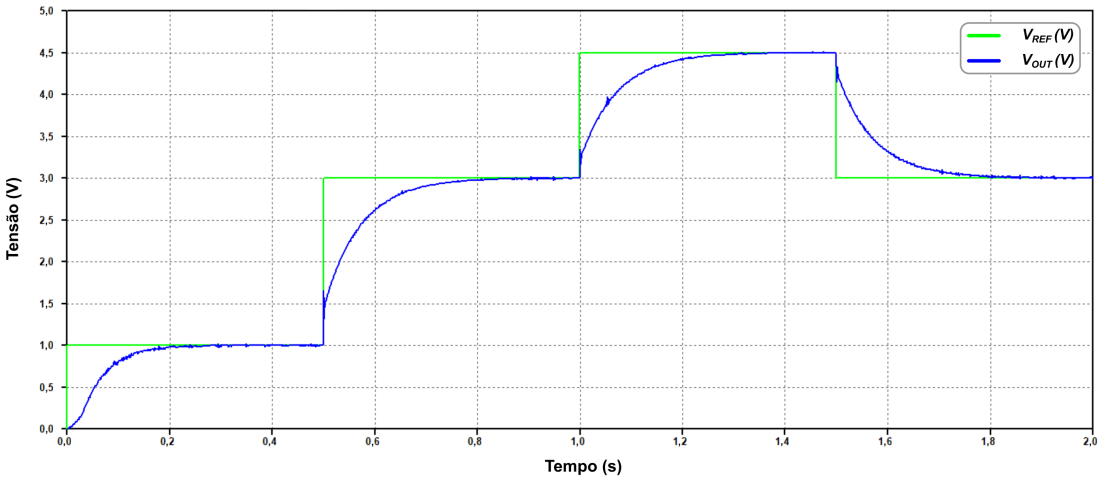
4.2.1 Resposta a Degraus de Referência da simulação no LTSpice

Figura 22 – Resposta a degraus de referência: $K = 0{,}1$, $T_i = 0{,}1$.



Fonte: Autoria própria (2025).

Figura 23 – Resposta a degraus de referência: $K = 0{,}008$, $T_i = 0{,}01$.



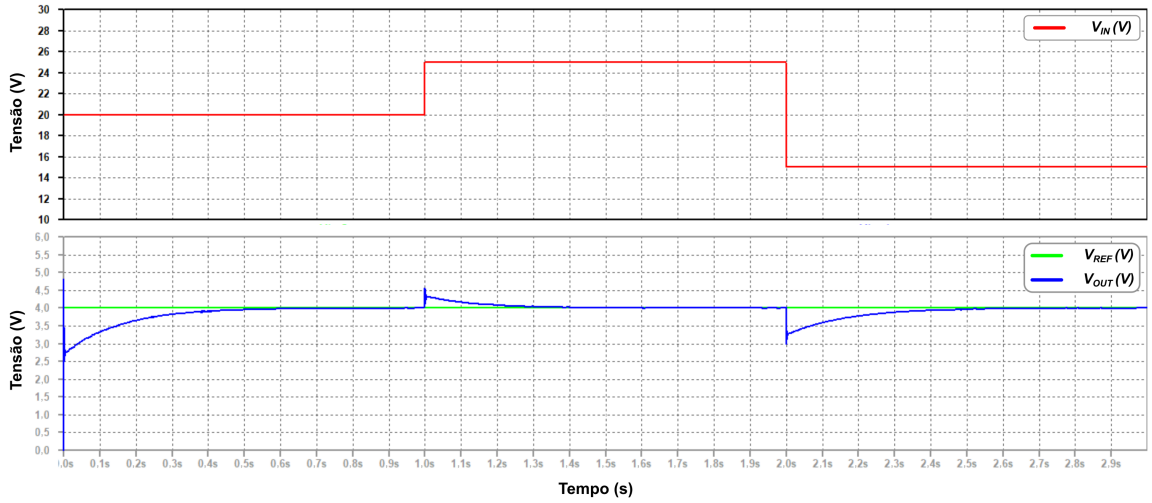
Fonte: Autoria própria (2025).

As respostas do Conversor *Buck* aos degraus de referência são semelhantes aos vistos na seção 4.1, mostrando a coerência entre a modelagem no domínio da frequência e o circuito elétrico.

4.2.2 Resposta à variação da fonte de entrada com referência constante

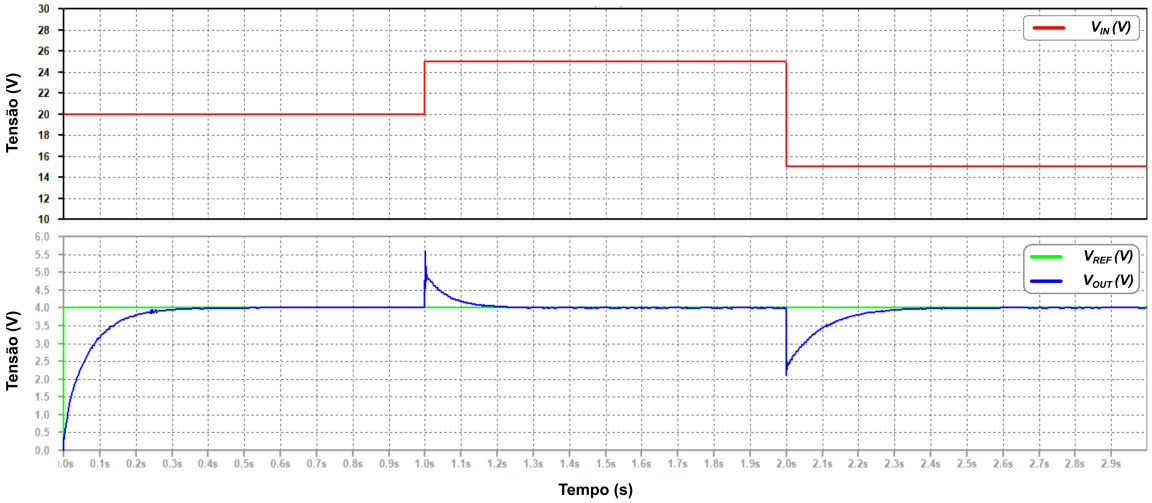
Também foi testada a variação da fonte de entrada. A modelagem no domínio da frequência utiliza uma função de transferência dada nas equações 20 e 59. Observa-se que as funções de transferência mudam conforme a tensão de entrada. Assim, pode-se obter, por meio da análise das respostas a seguir, a capacidade do controlador PI desenvolvido de atenuar estas variações.

Figura 24 – Resposta a degraus da tensão de entrada (V_{in})**:** $K = 0{,}1$**;** $T_i = 0{,}1$.



Fonte: Autoria própria (2025).

Figura 25 – Resposta a degraus da tensão de entrada (V_{in})**:** $K = 0{,}008$**;** $T_i = 0{,}01$**.**



Fonte: Autoria própria (2025).

4.3 EXPERIMENTOS DO CONVERSOR *BUCK*

Os experimentos realizados no Conversor *Buck* foram realizados utilizando osciloscópio e tiveram como objetivo mostrar a reposta do circuito, de maneira semelhante às simulações. Também foi utilizado um circuito de medição instalado junto ao Conversor, com objetivo de registrar a tensão e a corrente médias a cada segundo e a concentração de gás hidrogênio a cada segundo.

4.3.1 Resposta a Degraus de Referência

A resposta a degraus de referência do conversor montado mostrou que a saída do Conversor *Buck* possui um erro. Após sucessivos experimentos e o teste da programação, observou-se que o circuito adaptador de tensão, com função de reduzir proporcionalmente a tensão, não funcionou adequadamente e o elemento causador do erro foi o Amplificador Operacional, que mostrou tensões de *offset* variável (tensões que somam ou subtraem a saída) de $1\ mV$ até $142\ mV$, o que interfere diretamente na precisão da medição de tensão, evidenciando as não idealidades do Amplificador Operacional real.

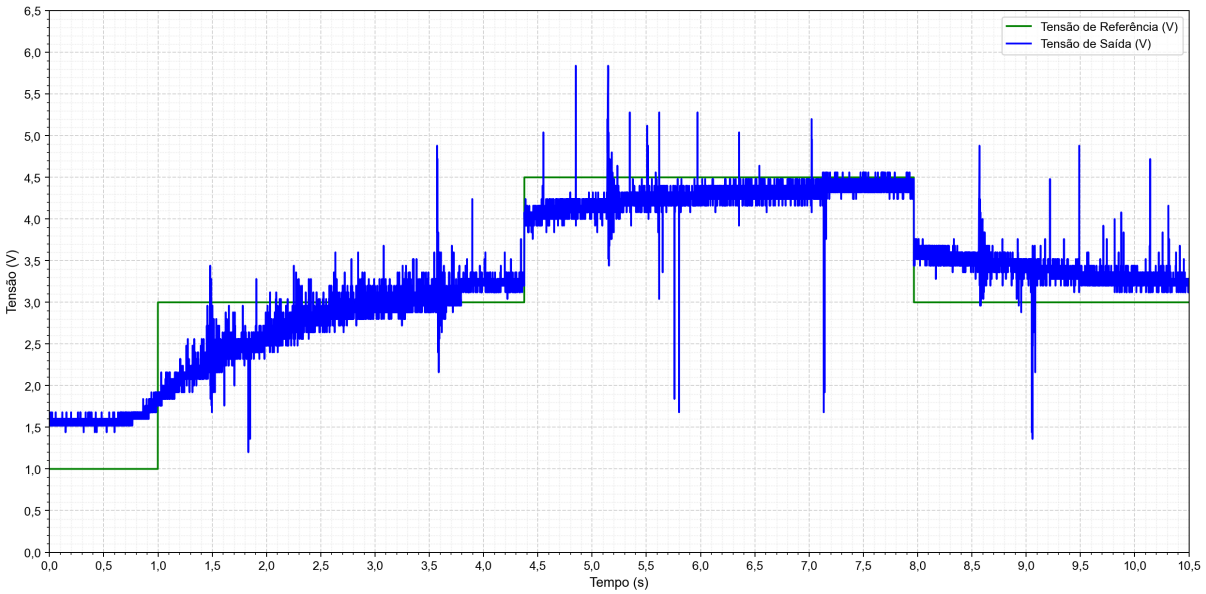
Além disso, os testes mostraram um tempo consideravelmente maior para que o circuito atingisse o valor de referência (com *offset*). Nas simulações, o tempo aproximado foi $0{,}2\ s$, e no experimento foi em torno de $3\ s$, variando conforme o degrau.

Os experimentos das figuras 26 e 27 foram relizados com o conversor *buck* com módulo fotovoltaico de $20\ V$ de tensão nominal como fonte de entrada e célula eletrolítica como carga a ser alimentada. Foram enviados os degraus por meio do computador para o *ESP32-WROOM-32* e foram registradas as respostas no osciloscópio. Dois minutos foram esperados entre os degraus.

O gráfico para a Figura 27 mostra um degrau a mais, em torno de $3{,}7\ s$. Isto se deu por oscilação no *offset* de saída, relacionado ao amplificador operacional. Além disso, os degraus de $3\ V$ para $4{,}5\ V$ e vice-versa mostraram uma pequena variação. Isto ocorreu devido às altas correntes requeridas pela célula eletrolítica para estas tensões, que geraram queda de tensão nas trilhas da placa do Conversor *Buck* gerando

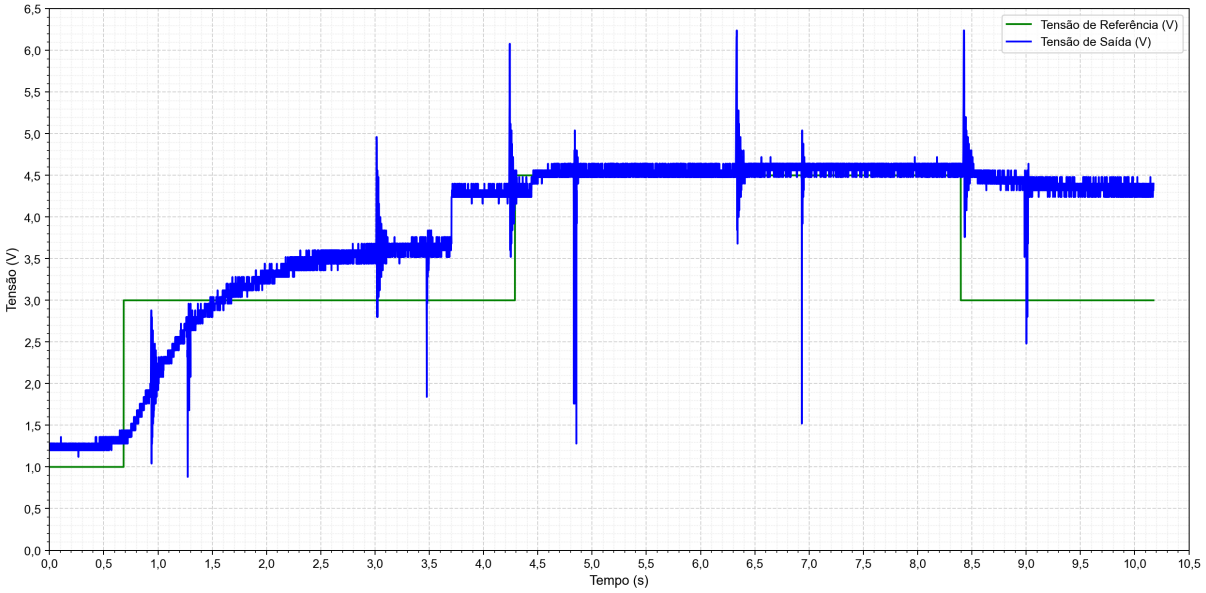
uma tensão inferior nos terminais de saída da placa para a célula eletrolítica. Pulsos de tensão e corrente, além disso, foram registrados neste mesmo gráfico, e a causa observada foi transitórios de corrente relacionados com a carga dos capacitores de entrada e de saída.

Figura 26 – Resposta a degraus da referência com tensão de entrada constante: $K = 0{,}1$; $T_i = 0{,}1$.



Fonte: Autoria própria (2025).

Figura 27 – Resposta a degraus da referência com tensão de entrada constante: $K = 0{,}008$; $T_i = 0{,}01$.



Fonte: Autoria própria (2025).

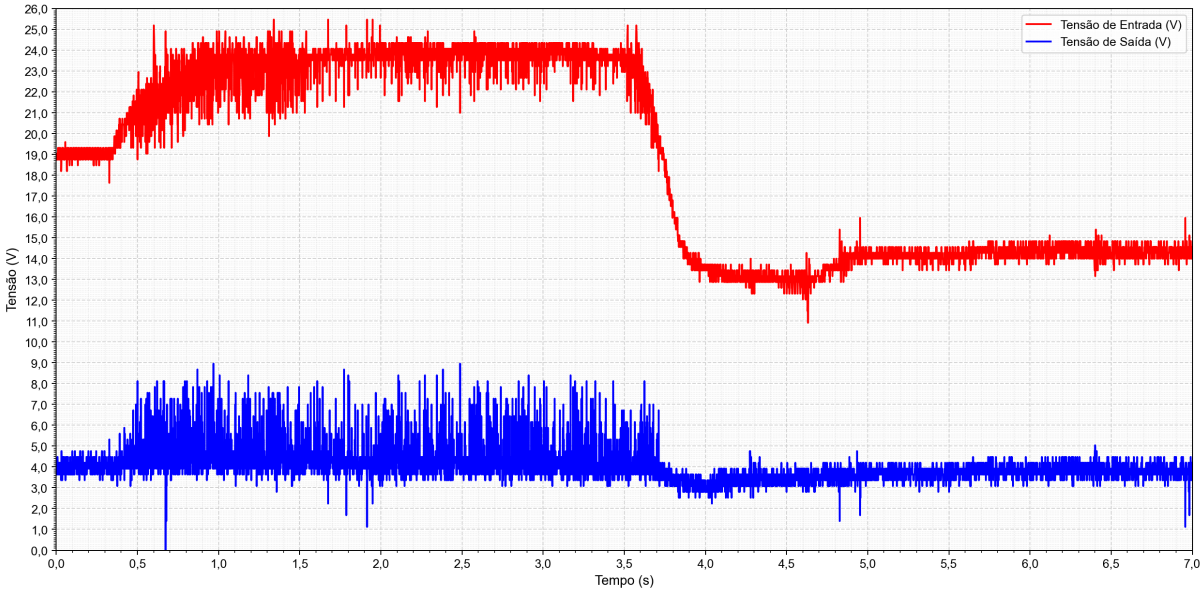
4.3.2 Resposta à variação da fonte de Entrada

A fim de testar a resposta do Conversor *Buck* montado de forma semelhante à mostrada na Figura 24 e na Figura 25, o módulo fotovoltaico foi substituído por uma fonte de bancada como fonte de tensão de entrada, e a tensão foi variada manualmente para intervalos semelhates aos das figuras citadas, conforme é mostrado na Figura 28 e Figura 29.

Os experimentos que resultaram nas respostas das Figuras 26 e 29 mostraram que o Conversor *Buck* projetado possui a capacidade de suprimir as variações. O ruído apresentado na curva da tensão de saída nas figuras 28, 29 e 30 é maior do que o dos experimentos da seção 4.3.1 devido ao modo como foi medida a tensão de saída: A tensão entre os terminais da célula eletrolítica (com referência no terra do circuito) usando os dois canais do osciloscópio foi medida e foi realizada a subtração entre os sinais, de maneira semelhante à medição do microcontrolador. O ruído de ambos os canais, portanto, está contido nas respostas de tensão de saída (em azul) mostradas nessas figuras.

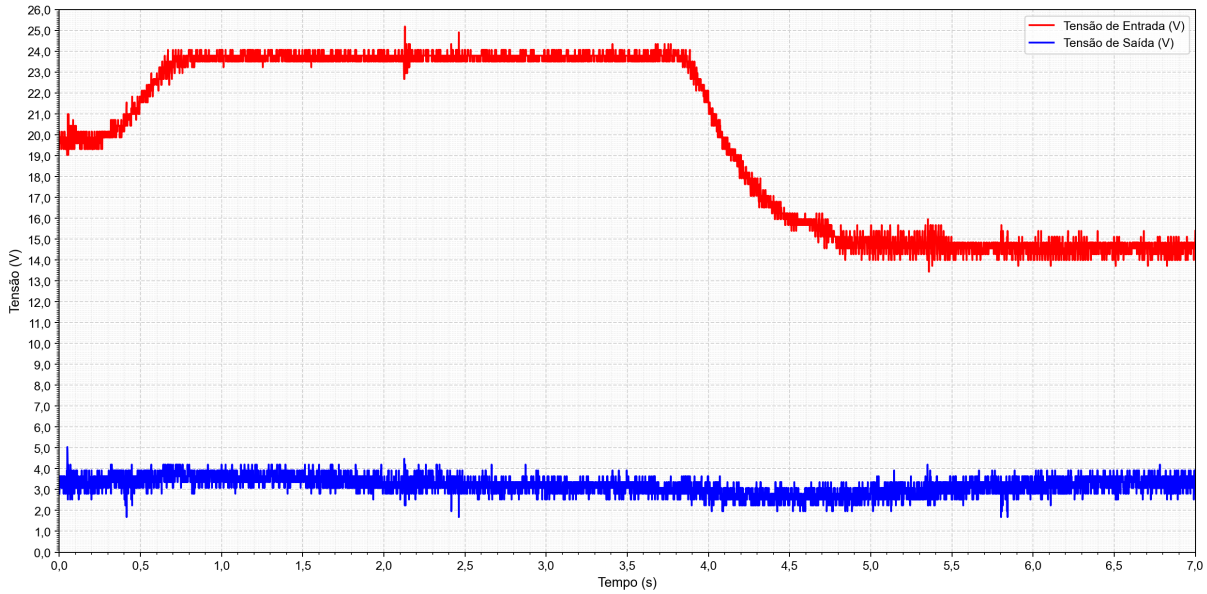
Também foi realizado um experimento mostrando a resposta a oscilações sucessivas, cujo resultado é mostrado na Figura 30.

Figura 28 – Resposta a degraus da tensão de entrada com referência constante: $K = 0{,}1$; $T_i = 0{,}1$.



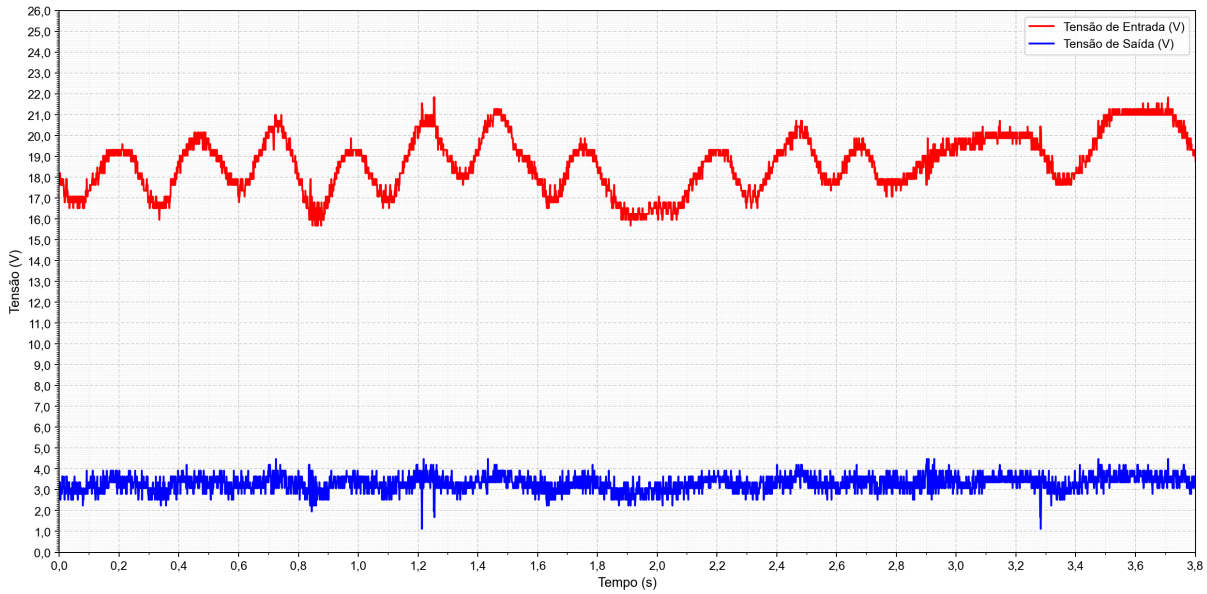
Fonte: Autoria própria (2025).

Figura 29 – Resposta a variações da tensão de entrada com referência constante: $K = 0{,}008$; $T_i = 0{,}01$.



Fonte: Autoria própria (2025).

Figura 30 – Resposta a oscilações da tensão de entrada com referência constante: $K = 0{,}008$; $T_i = 0{,}01$.



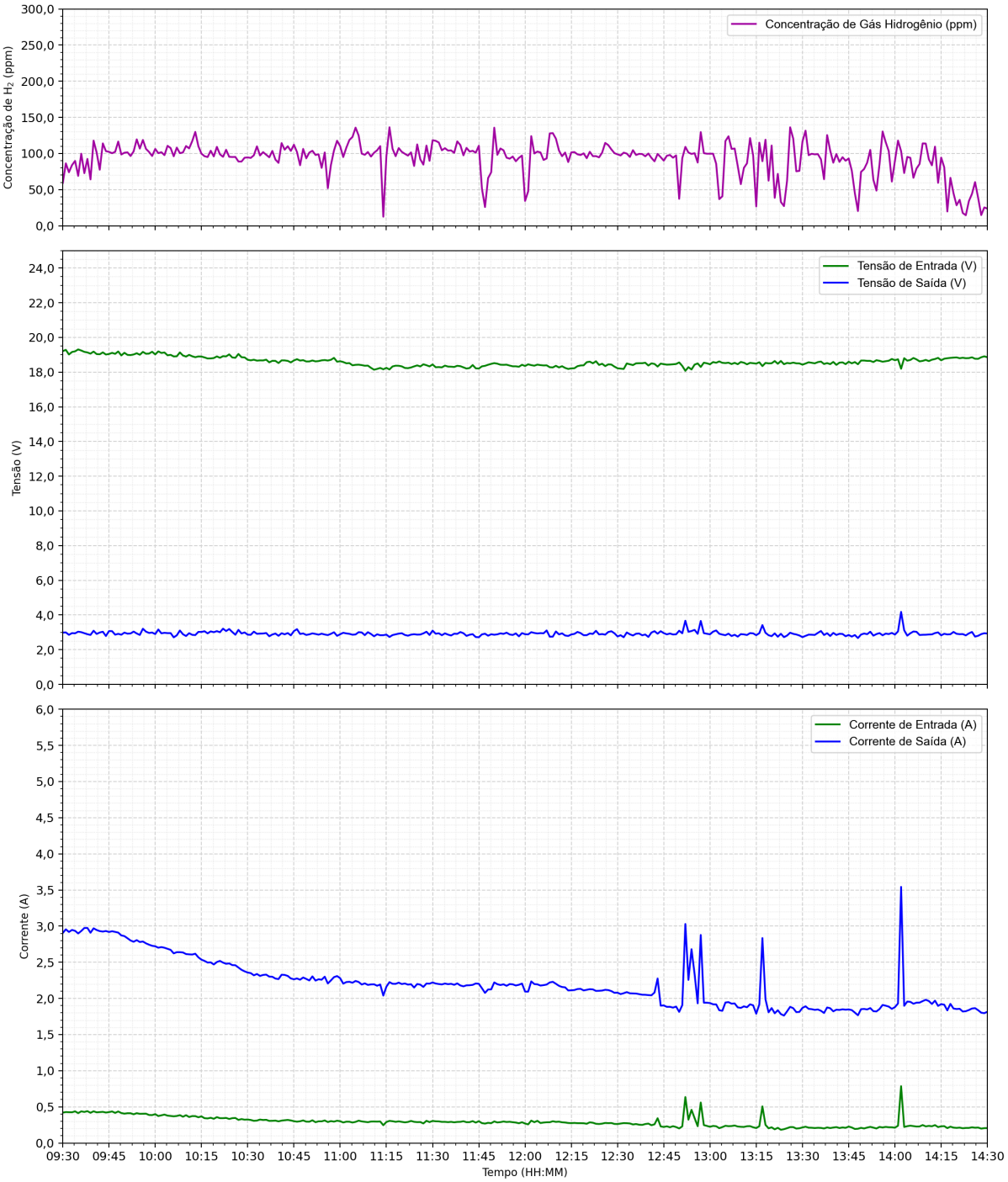
Fonte: Autoria própria (2025)

Essas respostas mostram que o Conversor *Buck* montado tem a capacidade de atenuar as oscilações da fonte de entrada.

4.3.3 Experimento Contínuo

Além das respostas a variações em curtos intervalos de tempo, um experimento contínuo realizado ao longo do dia 07/11/2025 foi utilizado para avaliar o comportamento do Conversor *Buck* desenvolvido (ver Figura 31).

Figura 31 – Variáveis medidas no Experimento Contínuo do Conversor *Buck* desenvolvido.



Fonte: Autoria própria (2025).

O experimento contínuo foi realizado com fonte solar fotovoltaica e célula eletrolítica ligados ao conversor *buck*, com fonte de bancada fornecendo $12\ V$ para disparo do MOSFET. Os parâmetros PI utilizados foram $K = 0{,}008$ e $T_i = 0{,}01$, pois, embora mais lenta do que para os outros parâmetros, as respostas mostraram que esta sintonia proporciona uma saída com menos ruído. A tensão de referência foi $4\ V$. Imagens desse experimento foram registradas e se encontram no Apêndice A.

Os dados da Figura 31 foram fornecidos por um circuito de monitoramento desenvolvido paralelamente, utilizando a placa Arduino Nano com microcontrolador ATMega328p, e compartilha o circuitos de redução de tensão e de transdução corrente de saída com o *ESP32-WROOM-32* e também mede a corrente de entrada por outro circuito com ACS712 30A. Esse circuito tem como objetivo apenas a medição de forma paralela, e não participa do processo de conversão. O diagrama do circuito de encontra-se no Apêndice B.

Medições periódicas com voltímetro mostraram que a tensão de saída se situou por volta de $3{,}4\ V$ e afundamentos momentâneos de tensão foram notados (medidos com o multímetro) durante todo o experimento, porém não registrados (o circuito de monitoramento realiza média por segundo, e os dados da Figura 31 mostram a média por minuto), com maior frequência nos horários de 12:30 até o 14:30 (fim do experimento), resultando em picos de tensão logo após os afundamentos, como é possível observar na Figura 31.

A programação do sensor de concentração de hidrogênio utilizou a concentração instantânea como total para $1\ s$, o que resultou nas variações mostradas na Figura 31. A substituição por um código com alta amostragem pode mostrar a curva de concentração com menores variações.

5 CONCLUSÃO

O Conversor *Buck* foi projetado, simulado, montado e testado. Os experimentos mostraram que o dispostitivo montado apresentou o comportamento previsto e os parâmetros da Tabela 3 foram atendidos, exceto os parâmetros de variação (a variação de tensão não foi atendida, e a variação de corrente não foi medida). Ademais, os modelos e simulações apresentaram semelhanças e divergências com o circuito real testado. As divergências são originadas da não caracterização da célula eletrolítica, e os resultados mostrados nas respostas da Figura 26 e da Figura 27 como uma carga não linear, de modo que a resposta do Conversor *Buck* para diferentes pontos de operação (V, I) (corrente *versus* tensão) na saída varia.

A partir dos dados obtidos observa-se a necessidade de aprimoramento do circuito. Algumas melhorias propostas são:

- Eliminação do erro de medição: utilizar um circuito adaptador de tensão com amplificador operacional com *offset* de saída desprezível;
- Aumento da taxa de amostragem: a taxa de amostragem maior gerará uma saída mais estável por fornecer mais dados para o controlador e isto pode ser realizado por substituição do microcontrolador ou por uso de dispostivo ADC dedicado;
- Aumento na indutância do indutor: o aumento na indutância do indutor proporcionará variações de corrente e de tensão menores na saída;
- Uso de topologia de conversor CC-CC isolado: a isolação elétrica do circuito de controle em relação ao circuito de potência pode reduzir o ruído enviado ao microcontrolador ou ADC dedicado e pode resultar em leituras mais confiáveis;
- Uso de controle adaptativo: uso de estratégias de controle que permitam o autoajuste dos parâmetros PI de maneira a obter a resposta desejada em meio a variações dos pontos de operação do circuito;

- Testar e avaliar a eficiência do conversor: mostrar a eficiência do processo de conversão;
- Implementar o rastreamento do ponto de máxima transferência de potência;
- Utilização de um arranjo de módulos fotovoltaicos: utilizar mais módulos fotovoltaicos, especialmente na configuração em paralelo, pode aumentar a capacidade de fornecer corrente para a célula eletrolítica.

Além disso, a modelagem da célula eletrolítica e do módulo fotovoltaico podem proporcionar simulações mais próximas da realidade, de modo que o projeto do circuito pode ser aprimorado em possíveis futuros trabalhos.

REFERÊNCIAS

ATKINS, P.; JONES, L.; LAVERMAN, L. **Princípios de química**: questionando a vida moderna e o meio ambiente. 7. ed. Porto Alegre: Bookman, 2018.

CHERP, A.; TOSUN, V. V. J.; GORDON, J. A.; JEWELL, J. National growth dynamics of wind and solar power compared to the growth required for global climate targets. **Nature Energy**, 2021.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIĆ, D. **Fundamentals of Power Electronics**. 3. ed. [S.l.]: Springer, 2020.

ESPRESSIF. **ESP32-WROOM-32**: Datasheet version 3.6. [S.l.], 2025. Disponível em: <https://espressif.com/documentation/esp32-wroom-32_datasheet_en.pdf>. Acesso em: 19 set. 2025.

HALIDAY, D.; RESNICK, R.; WALKER, J. **Fundamentos de F'isica**: eletromagnetismo. 10. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2016. v. 3.

HART, D. W. **Eletrônica de Potência**: análise e projeto de circuitos. 1. ed. Porto Alegre: AMGH, 2012.

INFINITEON. **IRFZ44NPbF**: ®HEXFET power mosfet. [S.l.], 2010. Disponível em: <https://www.infineon.com/assets/row/public/documents/24/49/infineon-irfz44n-datasheet-en.pdf?fileId=5546d462533600a40153563b3a9f220d>. Acesso em: 20 set. 2025.

MALVINO, A. A.; BATES, D. J. **Eletrônica**. 8. ed. Porto Alegre: AMGH, 2016. v. 1.

MORAES, C. **Conversor Buck com MOSFET Low-Side | Vantagens e Aplicações Práticas**. Brasil: Caio Moraes - Eletrônica de Potência, 2023. 1 vídeo (23 min. e 35 s). YouTube, son., color. Disponível em: <https://www.youtube.com/watch?v=77A4tHiKdeE>. Acesso em: 21 set. 2025.

NILSSON, J. W.; RIEDEL, S. A. **Circuitos Elétricos**. 10. ed. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2015.

OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. 5. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2010.

RAHMAN, M. M.; ANTONINI, G.; PEARCE, J. M. Open-source dc-dc converter enabling direct integration of solar photovoltaics with anion exchange membrane electrolyzer for green hydrogen production. **Elsevier**, 2024.

RASHID, M. H. **Eletrônica de Potência**: Dispositivos, circuitos e aplicações. 2. ed. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2014.

ST MICROELECTRONICS. **STPS30H100C Datasheet**: 100 v power schottky rectifier. [S.l.], 2018. Disponível em: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stps30h100c.pdf>. Acesso em: 31 out. 2025.

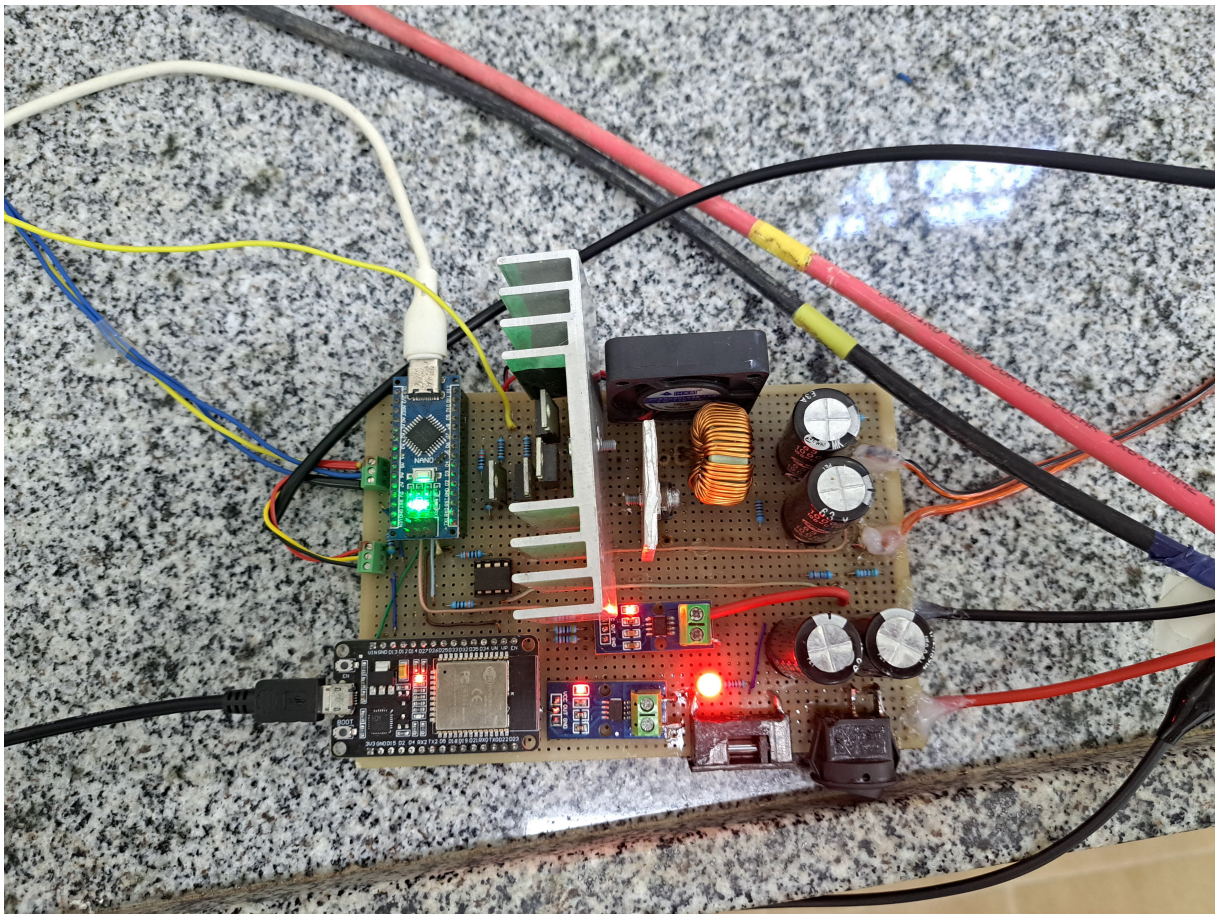
TOCCI, R. J.; WIDMER, N. S.; MOSS, G. L. **Sistemas Digitais**: princípios e aplicações. 11. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2011.

VILLALVA, M. G. **Energia Solar Fotovoltaica**: conceitos e aplicações. 1. ed. São Paulo: Érica, 2012.

APÊNDICE A – IMAGENS DOS EXPERIMENTOS

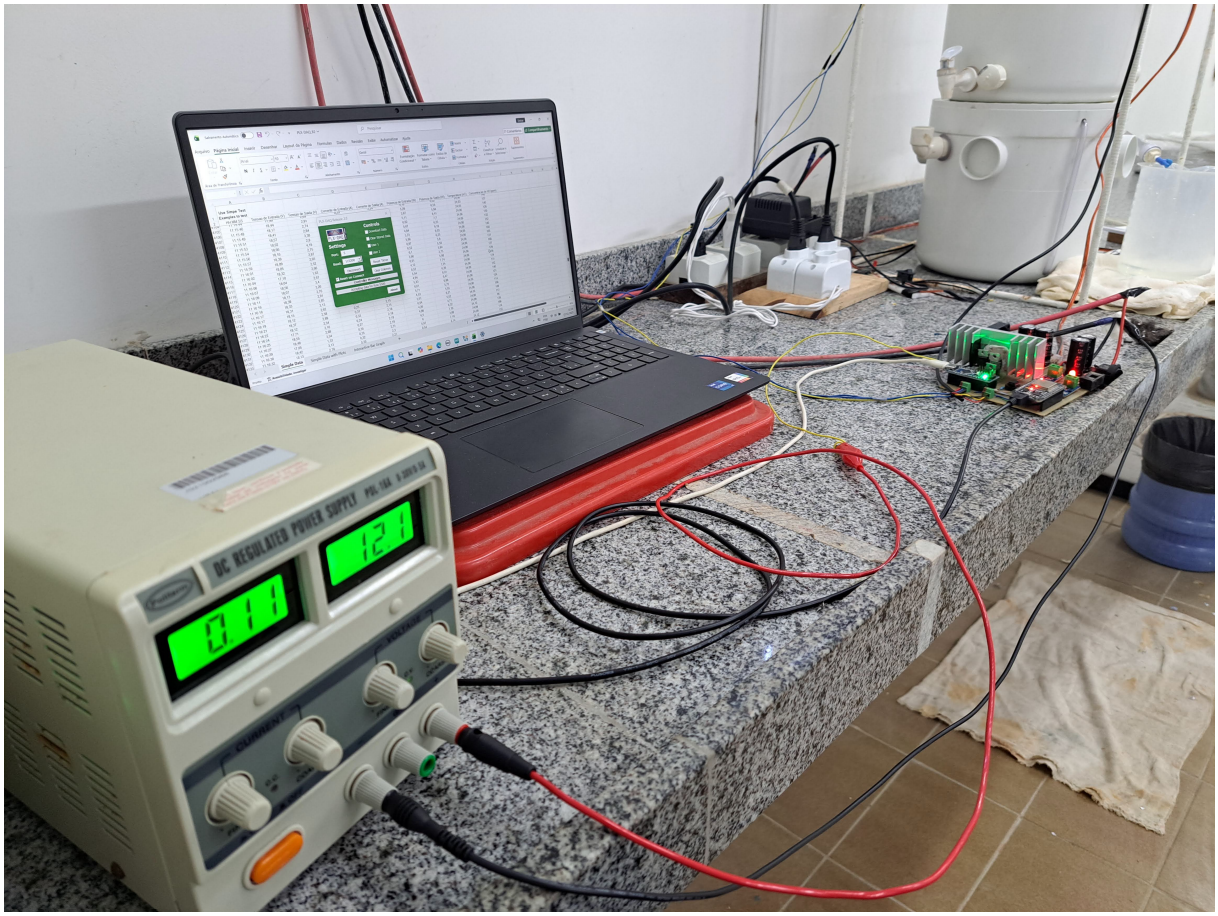
Imagens registradas dos experimentos seguem abaixo.

Figura 32 – Placa do conversor *buck*



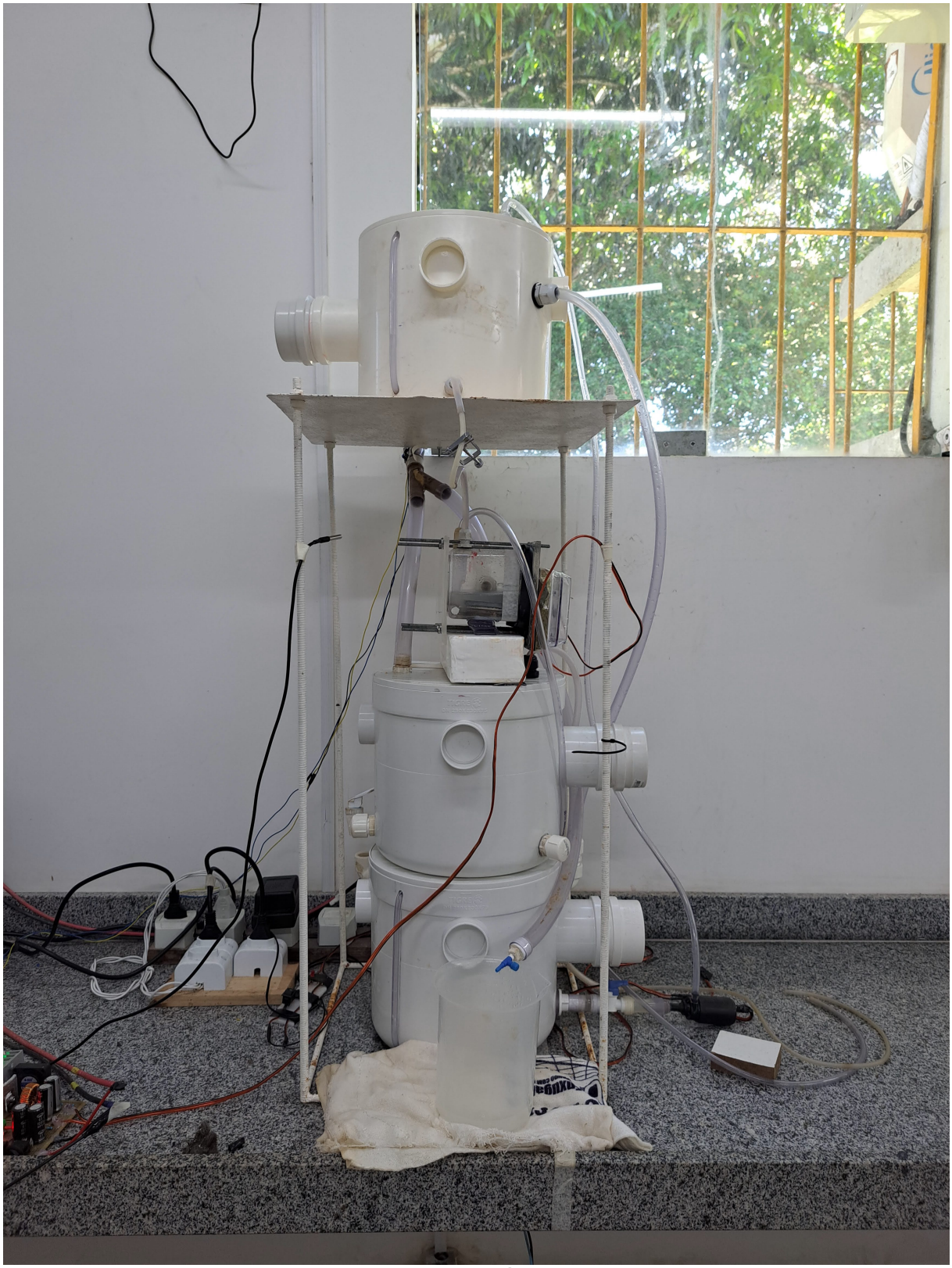
Fonte: Autoria própria (2025)

Figura 33 – Bancada contendo experimento



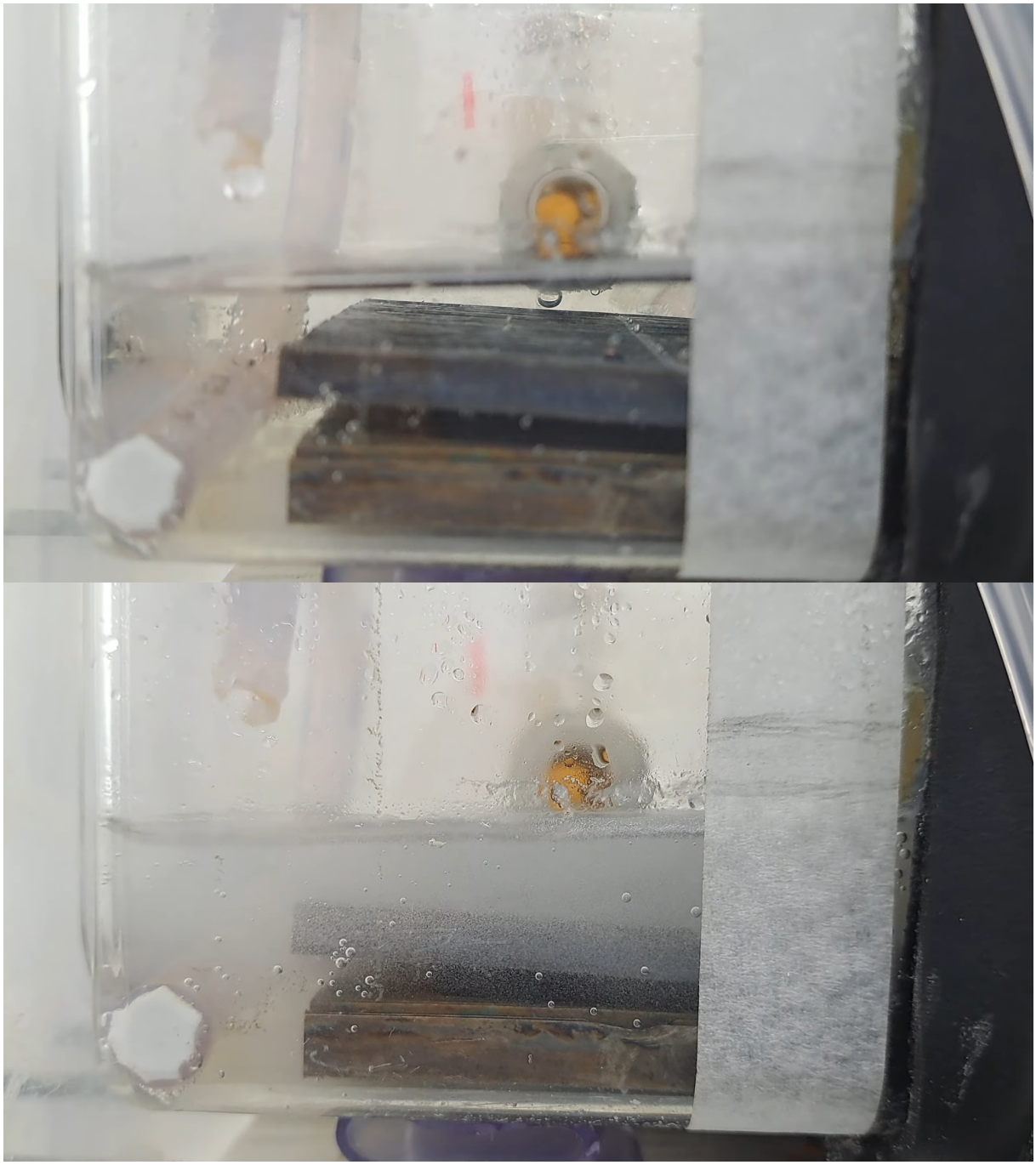
Fonte: Autoria própria (2025)

Figura 34 – Célula Eletrolítica e tanques para gerar fluxo de água constante



Fonte: Autoria própria (2025)

Figura 35 – Célula Eletrolítica e antes e após um degrau de $1\ V$ para $4\ V$

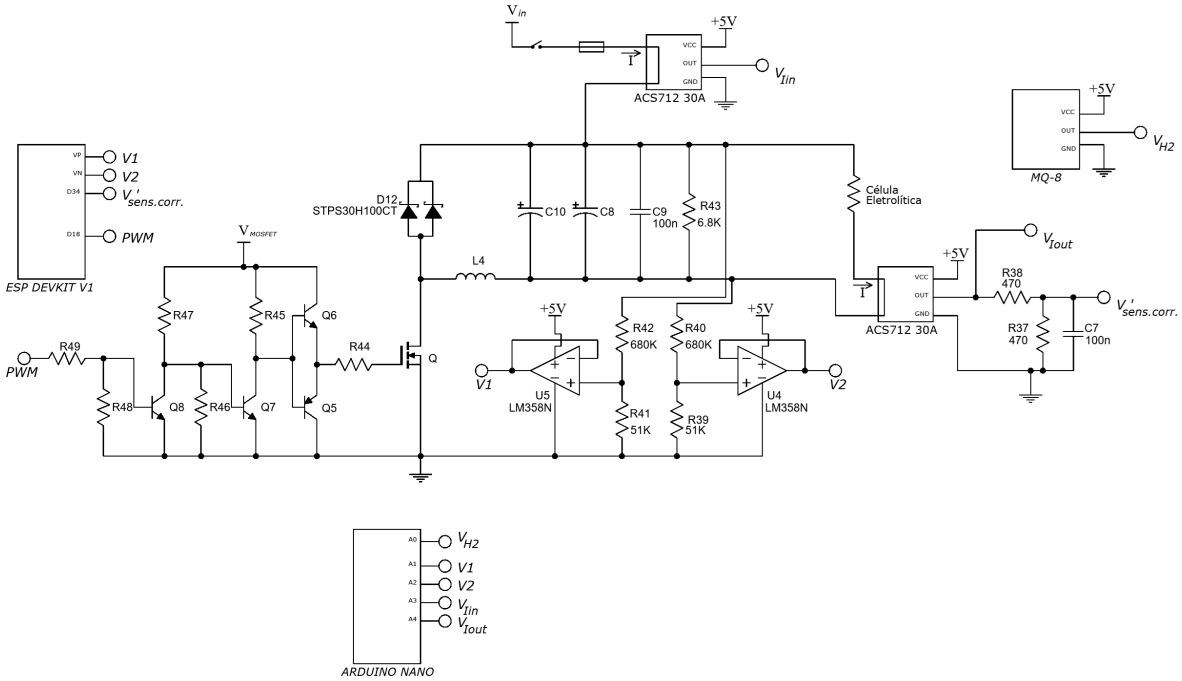


Fonte: Autoria própria (2025)

APÊNDICE B – CIRCUITO DE MONITORAMENTO

O esquema elétrico do circuito contendo o circuito de monitoramento é mostrado abaixo.

Figura 36 – Circuito contendo monitoramento



Fonte: Autoria própria (2025)

Esse circuito de monitoramento é auxiliar e tem propósito de registrar continuamente os dados do experimento.

APÊNDICE C – PROGRAMAÇÃO DO CONVERSOR *BUCK*

```
#include "esp_adc/adc_continuous.h"
#include "esp_log.h"
#include "driver/ledc.h"
#include "driver/gptimer.h"

#define PWM_GPIO_PIN    18
#define PWM_FREQ        40000
#define PWM_RESOLUTION  LEDC_TIMER_10_BIT
#define PWM_CHANNEL     LEDC_CHANNEL_0

#define Kp 0.008
#define Ki 0.8

float duty_cycle = 0.0;
bool activate_control = false;

float setpoint_voltage = 1.5;
float voltage = 0.0;
float current = 0.0;
float error = 0.0;
float integral_of_error = 0.0;

uint64_t time_integral = 0;
float ti = 0.0;

#define TOTAL_SAMPLE_RATE_HZ 960000
#define BUFFER_SIZE 16
#define TAG "ADC_DMA"

unsigned long t   = 0;
unsigned long ta  = 0;

#define NUMBER_OF_CHANNELS 3

volatile uint16_t adc_channel[] = {0, 0, 0};
```

```
adc_continuous_handle_t adc_handle;

const adc_channel_t adc_esp_channels[] = {
  ADC_CHANNEL_0,
  ADC_CHANNEL_3,
  ADC_CHANNEL_6
};

gptimer_handle_t gptimer = NULL;

void setup() {
  Serial.begin(115200);
  delay(100);

  adc_continuous_handle_cfg_t cfg_handle = {
    .max_store_buf_size = BUFFER_SIZE,
    .conv_frame_size    = BUFFER_SIZE,
  };

  ESP_ERROR_CHECK(adc_continuous_new_handle(&cfg_handle, &adc_handle));

  adc_digi_pattern_config_t pattern[NUMBER_OF_CHANNELS] = {};

  for(int i = 0; i < NUMBER_OF_CHANNELS; i++){
    pattern[i].atten      = ADC_ATTEN_DB_11;
    pattern[i].channel    = adc_esp_channels[i];
    pattern[i].unit       = ADC_UNIT_1;
    pattern[i].bit_width  = ADC_BITWIDTH_12;
  }

  adc_continuous_config_t config = {
    .pattern_num    = NUMBER_OF_CHANNELS,
    .adc_pattern    = pattern,
    .sample_freq_hz = TOTAL_SAMPLE_RATE_HZ,
    .conv_mode      = ADC_CONV_SINGLE_UNIT_1,
    .format         = ADC_DIGI_OUTPUT_FORMAT_TYPE1,
  };
  ESP_ERROR_CHECK(adc_continuous_config(adc_handle, &config));
```

```
  ESP_ERROR_CHECK(adc_continuous_start(adc_handle));

  ledc_timer_config_t pwm_timer = {
    .speed_mode       = LEDC_HIGH_SPEED_MODE,
    .duty_resolution  = PWM_RESOLUTION,
    .timer_num        = LEDC_TIMER_0,
    .freq_hz          = PWM_FREQ,
    .clk_cfg          = LEDC_AUTO_CLK
  };
  ledc_timer_config(&pwm_timer);

  ledc_channel_config_t pwm_channel = {
    .gpio_num   = PWM_GPIO_PIN,
    .speed_mode = LEDC_HIGH_SPEED_MODE,
    .channel    = PWM_CHANNEL,
    .intr_type  = LEDC_INTR_DISABLE,
    .timer_sel  = LEDC_TIMER_0,
    .duty       = 0,
    .hpoint     = 0
  };
  ledc_channel_config(&pwm_channel);

  //configurar timer
  gptimer_config_t timer_config = {
    .clk_src = GPTIMER_CLK_SRC_DEFAULT,
    .direction = GPTIMER_COUNT_UP,
    .resolution_hz = 10000000,
  };

  ESP_ERROR_CHECK(gptimer_new_timer(&timer_config, &gptimer));
  ESP_ERROR_CHECK(gptimer_enable(gptimer));
  ESP_ERROR_CHECK(gptimer_start(gptimer));

  ta = millis();
}

void loop() {
```

```
static uint8_t buffer[BUFFER_SIZE];
adc_digi_output_data_t* adc_output_data;
uint32_t bytes_of_adc_output_data = 0;

esp_err_t read_adc = adc_continuous_read(adc_handle, buffer, BUFFER_S

if(read_adc == ESP_OK){

  for (int i = 0; i < bytes_of_adc_output_data; i += sizeof(adc_digi_

    adc_output_data = (adc_digi_output_data_t*)&buffer[i];

    uint8_t channel_readed            = adc_output_data->type1.channe
    uint16_t value_of_channel_readed  = adc_output_data->type1.data;

    switch (channel_readed) {
      case 0:
        adc_channel[0] = value_of_channel_readed;
        break;
      case 3:
        adc_channel[1] = value_of_channel_readed;
        break;
      case 6:
        adc_channel[2] = value_of_channel_readed;
        break;
      default:
        break;
    }
  }
  activate_control = true;
}

if(activate_control){
  gptimer_get_raw_count(gptimer, &time_integral);
  float t_integral = time_integral/10000000.0;
  ti = t_integral;

  int volt = adc_channel[0] - adc_channel[1];
  voltage = volt*(3.3/4095.0)*(731.0/51.0);
```

```
    if(voltage<0.0) voltage = 0.0;

    current = adc_channel[2]*(6.6/4095.0);
    current /= 0.1;

    integral_of_error += error*t_integral;
    error = setpoint_voltage - voltage;

    if(abs(error)<0.02) error = 0.0;

    duty_cycle = Kp*error + Ki*integral_of_error;
    if(duty_cycle < 0.0) duty_cycle = 0.0;
    if(duty_cycle > 1.0) duty_cycle = 1.0;

    uint32_t duty = (uint32_t)(duty_cycle*1023);

    ledc_set_duty(LEDC_HIGH_SPEED_MODE, PWM_CHANNEL, duty);
    ledc_update_duty(LEDC_HIGH_SPEED_MODE, PWM_CHANNEL);

    gptimer_stop(gptimer);
    gptimer_set_raw_count(gptimer, 0);
    time_integral = 0;
    gptimer_start(gptimer);
    activate_control = false;
  }

  if(Serial.available()>0){
    String txt = Serial.readString();
    texto.trim();
    setpoint_voltage = txt.toFloat();
    Serial.print(setpoint_voltage);
    Serial.println(" V");

}
```