



UNIVERSIDADE FEDERAL DE ALAGOAS - UFAL
CAMPUS DE ENGENHARIAS E CIÊNCIAS AGRÁRIAS - CECA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENERGIAS RENOVÁVEIS

LUCIANO MARCELO LUCENA DA SILVA

**ANÁLISE DE TÉCNICAS DE CONTROLE PARA PRODUÇÃO DE HIDROGÊNIO
VERDE COM ENERGIA FOTOVOLTAICA**

Rio Largo - AL

2026

LUCIANO MARCELO LUCENA DA SILVA

**ANÁLISE DE TÉCNICAS DE CONTROLE PARA PRODUÇÃO DE HIDROGÊNIO
VERDE COM ENERGIA FOTOVOLTAICA**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Energias Renováveis da Universidade Federal de Alagoas, como requisito final para a obtenção do título de Mestre em Energias Renováveis.

Orientador: Prof. Dr. Júlio Inácio Holanda Tavares Neto

Coorientador: Prof. Dr. Leonardo Faustino Lacerda de Souza

Rio Largo - AL

2026

Catálogo na Fonte
Universidade Federal de Alagoas
Biblioteca Campus de Engenharias Ciências Agrárias
Bibliotecário Responsável: Stefano João dos Santos

S568a Silva. Luciano Marcelo Lucena da

Análise de técnicas de controle para produção de hidrogênio verde com energia fotovoltaica / Luciano Marcelo Lucena da Silva. – Rio largo, Al - , 2026.
74 f. : il.

Dissertação (Mestrado em Energias Renováveis.) Universidade Federal de Alagoas, Campus Ceca – Rio largo, 2026.

Orientador: Prof. Dr. Júlio Inácio Holanda Tavares Neto
Coorientador: Prof. Dr. Leonardo Faustino Lacerda de Souza..

1 hidrogênio verde; energia fotovoltaica; conversor Buck; controle PID;... Título. II.

CDU: 630*5:519.2

Folha de Aprovação

LUCIANO MARCELO LUCENA DA SILVA

ANÁLISE DE TÉCNICAS DE CONTROLE PARA PRODUÇÃO DE HIDROGÊNIO VERDE COM ENERGIA FOTOVOLTAICA

Dissertação submetida à banca examinadora do
Programa de Pós-Graduação em Energias
Renováveis da Universidade Federal de
Alagoas e aprovada em 14 de julho de 2026.

(Orientador – Doutor, Júlio Inácio Holanda Tavares Neto, UFAL)

(Coorientador – Doutor, Leonardo Faustino Lacerda de Souza, UFAL)

Banca examinadora:

(Examinador(a) Externo(a) – Doutor, Márcio Henrique dos Santos Andrade, Braskem)

(Examinador(a) Interno(a) – Doutor, Davy de Medeiros Baia, UFAL)

Dedico este trabalho à minha família, meu alicerce, pelo amor incondicional e pela força; aos meus pais, *in memoriam*, que me ensinaram o valor da educação e da perseverança; e a todos que acreditaram no meu potencial mesmo nos momentos mais desafiadores. Esta conquista é toda nossa.

AGRADECIMENTOS

Agradece-se, primeiramente, a Deus pela saúde, sabedoria e força concedidas ao longo desta jornada. Ao meu orientador, Prof. Dr. Júlio Inácio Holanda Tavares Neto, e ao meu coorientador, Prof. Dr. Leonardo Faustino Lacerda de Souza, pela orientação competente, paciência e confiança depositadas no desenvolvimento deste trabalho. Aos professores e servidores do Programa de Pós-Graduação em Energias Renováveis da Universidade Federal de Alagoas, pelo apoio acadêmico e institucional. Aos colegas de turma e amigos que contribuíram com discussões, sugestões e incentivo contínuo. À minha família, pelo amor, pela compreensão e pelo suporte emocional indispensáveis ao longo de todo o percurso.

Este trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – Brasil (CAPES), Código de Financiamento 001, conforme estabelece a Portaria CAPES nº 206, de 4 de setembro de 2018.

“A estabilidade é o requisito mais importante dos sistemas de controle de malha fechada” (Ogata, 2010, p. 7).

RESUMO

A dissertação tem como finalidade desenvolver e implementar um sistema de controle PID aplicado a um conversor CC-CC do tipo *Buck*, destinado ao fornecimento estável de energia elétrica em corrente contínua para uma célula eletrolítica alimentada por módulos fotovoltaicos, garantindo a produção contínua de hidrogênio verde mesmo diante das variações inerentes à geração fotovoltaica. O percurso metodológico inclui a modelagem do arranjo fotovoltaico e do conversor, bem como a representação simplificada da célula eletrolítica por meio de um modelo elétrico equivalente, inseridos no ambiente *Simulink* do *MATLAB* R2026a, no qual são implementados diferentes controladores PID clássicos e suas variações, avaliados quanto ao desempenho transitório, à robustez e à rejeição de distúrbios. Para cada controlador, obtêm-se parâmetros de sintonia, curvas de reação a degrau e métricas de desempenho, como tempo de acomodação, o sobressinal, o erro em regime permanente e a sensibilidade a perturbações. Os resultados demonstram que controladores simples, como P e I, apresentam limitações significativas, seja pela incapacidade de eliminar o erro estacionário, seja pela lentidão excessiva da resposta. Controladores compostos, como PI e PID, exibem desempenho superior, mas ainda são sensíveis a variações abruptas na entrada. As configurações avançadas, especialmente o controlador I-PDF, mostram-se mais eficazes na estabilização da tensão e da corrente fornecidas à célula eletrolítica, nas condições simuladas, apresentando melhor desempenho diante dos distúrbios, maior rejeição às variações de irradiância e maior robustez diante das não linearidades do processo. As simulações finais confirmam que o controlador I-PDF proporciona o melhor compromisso entre desempenho dinâmico, apresentando um tempo de acomodação de 3 ms e robustez ideal, apresentando valor igual a 1, garantindo estabilidade mesmo em cenários de sombreamento parcial ou de flutuações rápidas da geração fotovoltaica. Conclui-se que a aplicação de técnicas de controle avançado em conversores CC-CC é essencial para viabilizar sistemas de produção de hidrogênio verde alimentados diretamente pela energia solar, assegurando operação eficiente, segura e contínua, além de abrir caminho para futuras otimizações e implementações em sistemas reais.

Palavras-chave: hidrogênio verde; energia fotovoltaica; conversor *Buck*; controle PID; eletrólise da água.

ABSTRACT

This dissertation aims to develop and implement a PID control system for a Buck DC-DC converter, designed to provide a stable direct current (DC) power supply to an electrolytic cell powered by photovoltaic modules, thereby ensuring the continuous production of green hydrogen despite inherent variations in photovoltaic generation. The methodological approach encompasses the modeling of the photovoltaic array and the converter, as well as the simplified representation of the electrolytic cell through an equivalent electrical model. These are integrated within the MATLAB R2026a Simulink environment, where various classical PID controllers and their variations are implemented and evaluated in terms of transient performance, robustness, and disturbance rejection. For each controller, tuning parameters, step response curves, and performance metrics, such as settling time, overshoot, steady-state error, and sensitivity to perturbations, are obtained. The results demonstrate that simple controllers, such as P and I, present significant limitations, either due to their inability to eliminate steady-state error or their excessively slow response. Compound controllers, such as PI and PID, exhibit superior performance but remain sensitive to abrupt input variations. Advanced configurations, particularly the I-PDF controller, prove to be more effective in stabilizing the voltage and current supplied to the electrolytic cell under simulated conditions, demonstrating improved performance against disturbances, greater rejection of irradiance variations, and higher robustness to process nonlinearities. The final simulations confirm that the I-PDF controller provides the best compromise between dynamic performance, achieving a settling time of 3 ms, and ideal robustness, presenting a value equal to 1, guaranteeing stability even in scenarios of partial shading or rapid fluctuations in photovoltaic generation. In conclusion, the application of advanced control techniques in DC-DC converters is essential to make green hydrogen production systems directly powered by solar energy viable, ensuring efficient, safe, and continuous operation, as well as paving the way for future optimizations and real-world system implementations.

Keywords: green hydrogen; photovoltaic energy; Buck converter; PID control; water electrolysis.

LISTA DE FIGURAS

- Figura 1 Modelo eletrônico de uma célula fotovoltaica
- Figura 2 Modelo eletrônico da célula eletrolítica
- Figura 3 Circuito eletrônico do conversor CC-CC tipo *Buck*
- Figura 4 Representação do conversor *Buck* no estado ligado
- Figura 5 Representação do conversor *Buck* no estado desligado
- Figura 6 Circuito eletrônico do conversor *Buck* e da célula eletrolítica
- Figura 7 Diagrama de blocos da malha de controle do conversor *Buck*
- Figura 8 Identificação dos componentes do diagrama de blocos da malha de controle
- Figura 9 Diagrama de blocos do sistema de controle de tensão do conversor *Buck*
- Figura 10 Fluxograma da simulação das modalidades de controlador PID
- Figura 11 Resumo dos dados de estabilidade e de robustez dos controladores simulados
- Figura 12 Diagrama de blocos do sistema com o controlador I-PDF
- Figura 13 Controlador I-PDF na malha de controle do conversor *Buck*

LISTA DE GRÁFICOS

Gráfico 1	Sinal de saída do diagrama de blocos	63
Gráfico 2	Curva de reação do sistema com controlador PID, mediante um degrau na entrada	63
Gráfico 3	Curva de reação a um degrau de um controlador tipo P	66
Gráfico 4	Curva de reação a um degrau de um controlador tipo I	67
Gráfico 5	Curva de reação a um degrau de um controlador tipo PI	68
Gráfico 6	Curva de reação a um degrau de um controlador tipo PD	69
Gráfico 7	Curva de reação a um degrau de um controlador tipo PID	70
Gráfico 8	Curva de reação a um degrau de um controlador tipo PDF	71
Gráfico 9	Curva de reação a um degrau de um controlador tipo PIDF	72
Gráfico 10	Síntese dos resultados de estabilidade e de robustez dos controladores 1-DOF	73
Gráfico 11	Curva de reação a um degrau de um controlador tipo PI2	74
Gráfico 12	Curva de reação a um degrau de um controlador tipo PD2	75
Gráfico 13	Curva de reação a um degrau de um controlador tipo PID2	76
Gráfico 14	Curva de reação a um degrau de um controlador tipo PDF2	77
Gráfico 15	Curva de reação a um degrau de um controlador tipo PIDF2	78
Gráfico 16	Síntese dos resultados de estabilidade e de robustez dos controladores 2-DOF	79
Gráfico 17	Curva de reação a um degrau de um controlador tipo I-PD	80
Gráfico 18	Curva de reação a um degrau de um controlador tipo ID-P	81
Gráfico 19	Curva de reação a um degrau de um controlador tipo PI-D	82
Gráfico 20	Curva de reação a um degrau de um controlador tipo I-PDF	83
Gráfico 21	Curva de reação a um degrau de um controlador tipo IDF-P	84
Gráfico 22	Curva de reação a um degrau de um controlador tipo PI-DF	85
Gráfico 23	Síntese dos resultados de estabilidade e de robustez dos controladores 2-DOF Fixos	86
Gráfico 24	Síntese da estabilidade e da robustez de todos os controladores simulados	95
Gráfico 25	Comparação das curvas de reação dos três melhores controladores	100
Gráfico 26	Curva de reação da malha de controle com controlador I-PDF em resposta a um degrau na entrada	101
Gráfico 27	Comparação das curvas de reação dos controladores por categoria	102
Gráfico 28	Curva de reação da malha de controle com um degrau negativo na entrada	104
Gráfico 29	Curva de reação da malha de controle com um degrau positivo na saída	104
Gráfico 30	Curva de reação da malha de controle com distúrbio na entrada e na saída	105

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Resumo das principais configurações do controlador PID
Tabela 2	Controladores com um grau de liberdade
Tabela 3	Controladores com dois graus de liberdade
Tabela 4	Valores dos pesos b e c para cada tipo de controlador
Tabela 5	Controladores com dois graus de liberdade com pesos de pontos de ajuste fixos
Tabela 6	Parâmetros PID do primeiro método de Ziegler-Nichols
Tabela 7	Parâmetros PID do segundo método de Ziegler-Nichols
Tabela 8	Resumo das técnicas de sintonia de controladores PID
Tabela 9	Resumo comparativo dos métodos de estabilidade
Tabela 10	Valores típicos do pico de sensibilidade e classificação da robustez
Tabela 11	Resumo comparativo das técnicas de avaliação de robustez
Tabela 12	Parâmetros desejados para o conversor <i>Buck</i>
Tabela 13	Parâmetros do controlador P após simulação
Tabela 14	Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador P após simulação
Tabela 15	Parâmetros do controlador I após simulação
Tabela 16	Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador I após simulação
Tabela 17	Parâmetros do controlador PI após simulação
Tabela 18	Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador PI após simulação
Tabela 19	Parâmetros do controlador PD após simulação
Tabela 20	Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador PD após simulação
Tabela 21	Parâmetros do controlador PID após simulação
Tabela 22	Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador PID após simulação
Tabela 23	Parâmetros do controlador PDF após simulação
Tabela 24	Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador PDF após simulação
Tabela 25	Parâmetros do controlador PIDF após simulação
Tabela 26	Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador PIDF após simulação
Tabela 27	Parâmetros do controlador PI2 após simulação
Tabela 28	Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador PI2 após simulação
Tabela 29	Parâmetros do controlador PD2 após simulação
Tabela 30	Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador PD2 após simulação
Tabela 31	Parâmetros do controlador PID2 após simulação
Tabela 32	Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador PID2 após simulação
Tabela 33	Parâmetros do controlador PDF2 após simulação
Tabela 34	Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador PDF2 após simulação
Tabela 35	Parâmetros do controlador PIDF2 após simulação
Tabela 36	Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador PIDF2 após simulação
Tabela 37	Parâmetros do controlador I-PD após simulação
Tabela 38	Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador I-PD após simulação
Tabela 39	Parâmetros do controlador ID-P após simulação
Tabela 40	Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador ID-P após simulação
Tabela 41	Parâmetros do controlador PI-D após simulação
Tabela 42	Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador PI-D após simulação
Tabela 43	Parâmetros do controlador I-PDF após simulação
Tabela 44	Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador I-PDF após simulação
Tabela 45	Parâmetros do controlador IDF-P após simulação
Tabela 46	Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador IDF-P após simulação
Tabela 47	Parâmetros do controlador PI-DF após simulação

Tabela 48	Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador PI-DF após simulação
Tabela 49	Resumo dos parâmetros de desempenho e robustez dos controladores de primeira ordem
Tabela 50	Comparação entre os controladores de primeira ordem após resultados
Tabela 51	Resumo dos parâmetros de desempenho e robustez dos controladores de segunda ordem
Tabela 52	Comparação entre os controladores de segunda ordem após resultados
Tabela 53	Resumo dos parâmetros de desempenho e robustez dos controladores de segunda ordem com pesos de pontos de ajuste fixos
Tabela 54	Comparação entre os controladores de segunda ordem com pesos de pontos de ajuste fixos após resultados
Tabela 55	Comparação geral entre os controladores
Tabela 56	Síntese comparativa dos três melhores controladores em desempenho e robustez

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

APSO	<i>Adaptive Particle Swarm Optimization</i> (Otimização por Enxame de Partículas Adaptativa)
AWE	<i>Alkaline Water Electrolysis</i> (Eletrólise Alcalina)
CC-CC	Corrente Contínua para Corrente Contínua
CdTe	Telureto de cádmio [semicondutor composto de Cádmio (Cd) e Telúrio (Te)]
CECA	Campus de Engenharias e Ciências Agrárias
CIGS	Seleneto de cobre (Cu), índio (In) e gálio (Ga) (semicondutor composto de cobre (Cu), índio (In), gálio (Ga) e Selênio (Se))
CNTP	Condições Normais de Temperatura e Pressão
DOF	<i>Degree of Freedom</i> (Grau de Liberdade)
GA	<i>Genetic Algorithm</i> (Algoritmo Genético)
IAE	<i>Integral of Absolute Error</i> (Integral do Erro Absoluto)
IDF-P	Integral–Derivativo com Filtro e ação Proporcional separada
ID-P	Integral–Derivativo com ação Proporcional separada
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
I-PD	Integral com ação Proporcional–Derivativa separada
ISE	<i>Integral of Squared Error</i> (Integral do erro quadrático)
ITAE	<i>Integral of Time-weighted Absolute Error</i> (Integral do Erro Absoluto Ponderado pelo Tempo)
ITSE	<i>Integral of Time-weighted Squared Error</i> (Integral do Erro Quadrático Ponderado pelo Tempo)
MATLAB	<i>Matrix Laboratory</i>
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
PDF	Proporcional–Derivativo com Filtro
PEM	<i>Proton Exchange Membrane</i> (Membrana de Troca de Prótons)
PID	Proporcional–Integral–Derivativo
PI-D	Proporcional–Integral com ação Derivativa separada
PIDF	Proporcional–Integral–Derivativo com Filtro
PI-DF	Proporcional–Integral com Derivativo filtrado
PN	Região positiva (P) e região negativa (N) de um componente semicondutor
PSO	<i>Particle Swarm Optimization</i> (Otimização por Enxame de Partículas)
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
RMSE	<i>Root Mean Squared Error</i> (Raiz de Erro Quadrático Médio)
SARIMA	<i>Seasonal Autoregressive Integrated Moving Average</i> (Modelo Autoregressivo Integrado de Médias Móveis Sazonal)
Simulink	Ambiente de simulação do MATLAB
SOE	<i>Solid Oxide Electrolysis</i> (Eletrólise de Óxidos Sólidos)
SVR	<i>Support Vector Regression</i> (Regressão por Vetores de Suporte)
UFAL	Universidade Federal de Alagoas

LISTA DE SÍMBOLOS

ΔG	Energia elétrica livre de <i>Gibbs</i>
ΔH	Variação da entalpia
ΔI_{out}	Variação da corrente de saída
ΔV_{out}	Variação da tensão de saída
%	Porcentagem
C_{dl}	Capacitância de dupla camada
C	Capacitor
D	Diodo semiconductor e ciclo de trabalho (<i>Duty Cycle</i>)
dB	Decibel
f	Frequência
F	Constante de Faraday
$G_B(s)$	Função de Transferência do conversor CC-CC tipo <i>Buck</i>
I_{FV}	Corrente elétrica de uma célula fotovoltaica
I_{out}	Corrente de saída
K_{cr}	Ganho crítico
K_d	Ganho Derivativo
K_i	Ganho Integral
K_p	Ganho Proporcional
L	Indutor ou Tempo Morto
M_S	Pico da sensibilidade
P_{cr}	Período de oscilação
r	Ponto de ajuste
R	Resistor
R_o	Robustez
R_P	Resistor em paralelo
R_S	Resistor em série
$R_{solução}$	Resistência da solução
R_{ct}	Resistência de transferência de carga
T	Constante de tempo do processo
T_d	Tempo Derivativo
T_f	Tempo de filtro derivativo
T_i	Tempo Integral
T_{off}	Período de não condução do semiconductor
T_{on}	Período de condução do semiconductor
T_S	Período de comutação
t_s	Tempo de acomodação
V_{cc}	Volt em corrente contínua
V_{fonte}	Tensão da fonte
V_{in}	Tensão de entrada
V_{out}	Tensão de saída
V_{rev}	Tensão reversível
u	Unidade de massa atômica ou sinal de controle
y	Realimentação
z	Número de elétrons transferidos por molécula

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO.....	17
1.1 Produção do hidrogênio verde.....	17
1.2 Objetivo	18
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA DOS COMPONENTES DO SISTEMA.....	19
2.1 Energia solar fotovoltaica.....	19
2.2 Eletrólise da água do mar para produzir hidrogênio e hipoclorito de sódio.....	22
2.2.1 Fundamentos da eletrólise da água de mar	25
2.2.2 Modelo elétrico equivalente de uma célula eletrolítica	26
2.3 Conversor de Corrente Contínua em Corrente Contínua tipo <i>Buck</i>	28
2.4 Controle de processo	30
2.4.1 Histórico dos controladores PID.....	32
2.4.2 Fundamentos teóricos dos controladores PID	33
2.4.2.1 Controlador Proporcional (P)	34
2.4.2.2 Controlador Proporcional-Integral (PI)	34
2.4.2.3 Controlador Proporcional-Derivativo (PD).....	35
2.4.2.4 Controlador Proporcional-Integral-Derivativo (PID).....	35
2.4.2.5 Outras configurações de controladores PID	36
2.4.2.6 Equações dos diversos tipos de controladores PID	43
3 ESTRATÉGIA DE CONTROLE PID APLICADA AO SISTEMA	47
3.1 Métodos clássicos de sintonia de controladores PID.....	47
3.1.1 Métodos Clássicos Empíricos.....	47
3.1.2 Sintonia por Métodos Analíticos	49
3.1.3 Métodos Computacionais e Inteligentes.....	49
3.1.4 Sintonia Auto-Adaptativa (Auto-tuning).....	49
3.1.5 Sintonia Experimental	49
3.2 Robustez e estabilidade do controlador PID.....	50
4 MODELAGEM MATEMÁTICA DOS COMPONENTES DO SISTEMA.....	55
4.1 Modelagem matemática.....	55
4.2 Modelagem matemática do conversor tipo <i>Buck</i>	56
4.2.1 Função de transferência do conversor tipo <i>Buck</i>	59
4.3 Modelo matemático do sistema com o controlador PID	62
5 SIMULAÇÕES EM MALHA FECHADA	64
5.1 Diagrama de blocos do modelo matemático usado no Simulink.....	64
5.2 Simulações realizadas no diagrama de blocos do sistema.....	64

5.2.1 Simulação com controladores PID de primeira ordem.....	66
5.2.1.1 Análise dos resultados dos controladores PID de primeira ordem.....	73
5.2.2 Simulação com controladores PID de segunda ordem	73
5.2.2.1 Análise dos resultados dos controladores PID de segunda ordem	79
5.2.3 Simulação com controladores de segunda ordem com pesos de pontos de ajuste fixos .	79
5.2.3.1 Análise dos resultados dos controladores PID de segunda ordem com pontos de ajuste fixos	86
5.2.4 Comentários sobre análise gráfica dos sinais de saída	87
6 RESULTADOS E DISCUSSÕES.....	89
6.1 Análise dos resultados de desempenho e robustez dos controladores de primeira ordem .	89
6.2 Análise dos resultados de desempenho e robustez dos controladores de segunda ordem..	91
6.3 Análise dos resultados de desempenho e robustez dos controladores de segunda ordem com pesos de pontos de ajuste fixos.....	93
6.4 Comparação geral entre os controladores em relação à robustez e à estabilidade	95
6.5 Comparação entre os três melhores controladores	99
6.6 Aplicação do controlador I-PDF na malha de controle do conversor tipo <i>Buck</i>	101
7 CONCLUSÃO.....	106
REFERÊNCIAS	109

1 INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta uma introdução à produção de hidrogênio verde por meio da eletrólise da água do mar, com módulos solares fotovoltaicos como fonte de energia elétrica, conectados a um conversor de corrente contínua do tipo *Buck* e a um controlador PID para correção de distúrbios, além de apresentar o problema e o objetivo deste trabalho.

1.1 Produção do hidrogênio verde

No cenário global contemporâneo, a transição para fontes de energia limpas e renováveis torna-se indispensável, especialmente diante dos impactos significativos da poluição sobre a sociedade e o meio ambiente. Nesse contexto, o hidrogênio destaca-se como um vetor energético promissor, configurando-se como uma alternativa viável para a substituição dos combustíveis fósseis (Cazanova, 2023 apud Agostinho; Ribas, 2023) e cujo único subproduto, quando utilizado em células a combustível ou em combustão direta, é a água. Quando produzido a partir de fontes renováveis, denomina-se "hidrogênio verde" e representa uma solução promissora para a descarbonização dos setores industrial e de transporte pesado.

Entre as rotas tecnológicas para a produção de hidrogênio verde, a eletrólise da água alimentada por energia solar fotovoltaica destaca-se por sua sustentabilidade e pela abundância do recurso primário. No entanto, o acoplamento direto entre arranjos fotovoltaicos e eletrolisadores apresenta desafios técnicos. A natureza intermitente e estocástica da radiação solar, aliada às variações de temperatura, resulta em oscilações severas na potência elétrica gerada. Como os eletrolisadores exigem níveis contínuos e estáveis de tensão e corrente para operar com eficiência e segurança, a conexão direta resulta em baixa eficiência na transferência de energia e na degradação prematura das células eletrolíticas.

Para contornar estas não linearidades e garantir a máxima eficiência do sistema, é imprescindível o uso de interfaces de eletrônica de potência. Os conversores estáticos de potência contínua (CC-CC) têm a função de adequar os níveis de tensão gerados pelos módulos solares aos exigidos pelo eletrolisador. O conversor do tipo *Buck*, que é um abaixador de tensão, é frequentemente empregado nestas aplicações, visto que a tensão de saída dos arranjos fotovoltaicos costuma ser superior à tensão de operação dos módulos eletrolisadores, o que requer um rebaixamento controlado e eficiente.

O problema ocorre quando há distúrbios na entrada e na saída do sistema de controle e a robustez dessa interface de potência depende intrinsecamente da estratégia de controle adotada. Para lidar com perturbações externas, na entrada do sistema de controle, como

passagem de nuvens, sombreamento parcial e variações térmicas, bem como com distúrbios causados no próprio eletrolisador, que é a saída do sistema de controle, o uso de malhas de controle em tempo real é obrigatório. O controlador Proporcional-Integral-Derivativo (PID) atua ativamente na Modulação por Largura de Pulso (PWM), ajustando dinamicamente o *Duty Cycle* (ciclo de trabalho) da chave semicondutora do conversor *Buck*. A ação do PID minimiza o erro entre as grandezas elétricas de referência e as medidas no barramento, rejeitando os distúrbios e garantindo a estabilidade operacional da eletrólise, mantendo a produção de hidrogênio verde constante. Assim, que tipo de controlador PID é o mais adequado para atuar no ciclo de trabalho do conversor do tipo *Buck*, de modo a manter a produção de hidrogênio verde constante após a ocorrência de um distúrbio?

Diante da complexidade e da relevância deste assunto, torna-se necessário desenvolver um controlador PID com a robustez e a estabilidade necessárias para manter os níveis de tensão e de corrente elétrica no eletrolisador, a fim de preservar a eficiência na produção de hidrogênio verde. Neste contexto, o presente trabalho consiste em sistematizar o conhecimento existente para orientar futuros desenvolvimentos e otimizações, trazendo uma revisão bibliográfica sobre a produção de hidrogênio por eletrólise da água do mar, a energia solar fotovoltaica, a topologia de conversão CC-CC do tipo *Buck* e a aplicação e a simulação de controladores PID para a regulação do sistema, mapeando o estado da arte e as metodologias de sintonia utilizadas na literatura, a fim de estudar a implementação de um algoritmo de controle PID avançado e otimizado em conversores do tipo *Buck* com o objetivo de reduzir o tempo de acomodação do sistema e maximizar a extração de potência elétrica sob distúrbios, mantendo a estabilidade da produção de hidrogênio verde no eletrolisador.

1.2 Objetivo

O objetivo geral deste trabalho consiste em desenvolver e implementar um controlador PID no conversor CC-CC do tipo *Buck*, de modo a controlar o período em nível alto ou a frequência do ciclo de trabalho, a fim de manter constante a tensão elétrica no eletrolisador e, por conseguinte, a corrente elétrica, mesmo diante de distúrbios na geração de energia solar fotovoltaica ou no próprio eletrolisador. Assim, a produção de hidrogênio verde permanecerá quase constante. A realização deste objetivo passa, necessariamente, pelo desenvolvimento de um modelo matemático do conversor do tipo *Buck*, por meio de uma função de transferência, e pela configuração e simulação do sistema de geração de hidrogênio no aplicativo *Simulink* do *MATLAB*, versão R2026a, com a modelagem de um controlador PID e de sua sintonia em função da dinâmica deste processo, utilizando um modelo eletrônico do eletrolisador.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA DOS COMPONENTES DO SISTEMA

Para que o dimensionamento e o controle de um sistema de produção de hidrogênio verde sejam bem-sucedidos, é necessário compreender o comportamento dinâmico e as não linearidades dos elementos que o compõem. Este capítulo apresenta as bases teóricas do sistema em estudo. Primeiramente, aborda-se a conversão de energia solar em energia elétrica por meio do efeito fotovoltaico, analisando os modelos matemáticos dos módulos solares. Em seguida, explora-se a termodinâmica e a eletroquímica do processo de eletrólise da água do mar. Então, discute-se o desafio técnico inerente ao acoplamento direto entre estas duas tecnologias, o que justifica a necessidade de uma etapa intermediária de processamento de potência: o conversor CC-CC do tipo *Buck*, com controlador PID, para manter a estabilidade do processo de produção de hidrogênio verde.

2.1 Energia solar fotovoltaica

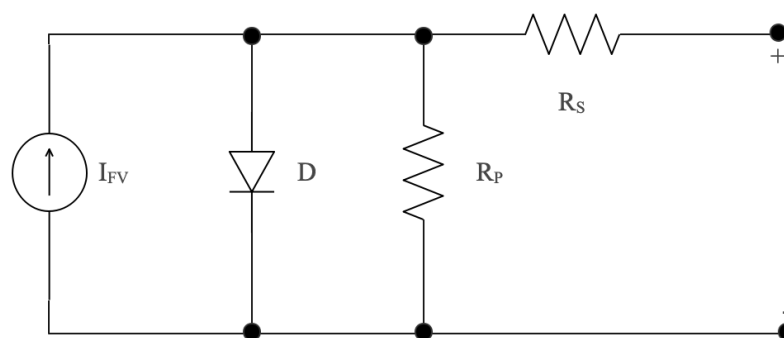
A energia solar fotovoltaica tem-se consolidado como uma das principais fontes renováveis de geração elétrica, impulsionada pela crescente demanda por soluções sustentáveis e pela redução dos custos tecnológicos. As placas solares fotovoltaicas, também chamadas de módulos solares, são dispositivos responsáveis pela conversão direta da irradiância solar em eletricidade por meio do efeito fotovoltaico. Essa tecnologia apresenta vantagens como baixa emissão de carbono, modularidade e longa vida útil, sendo aplicada em sistemas residenciais, comerciais e industriais, bem como em usinas de grande escala.

O efeito fotovoltaico corresponde ao processo de conversão direta da radiação solar em energia elétrica, que ocorre quando fótons incidentes interagem com materiais semicondutores e geram pares elétron-lacuna. Esse fenômeno é explorado em células solares baseadas em junções PN, nas quais se estabelece um campo elétrico interno responsável pela separação e condução das cargas elétricas para um circuito externo (Al-Ezzi; Ansari, 2022).

Os módulos fotovoltaicos são predominantemente fabricados a partir de materiais semicondutores, sendo o silício cristalino o mais utilizado devido às suas propriedades elétricas e à ampla disponibilidade. A junção PN formada nesse material é fundamental para o funcionamento do dispositivo, pois possibilita a criação de uma região de depleção que auxilia na coleta eficiente dos portadores de carga gerados pela incidência luminosa (Al-Ezzi; Ansari, 2022).

O modelo eletrônico mais comum de uma célula fotovoltaica é apresentado na Figura 1. Ele é composto por uma fonte de corrente elétrica, ligada em paralelo a um diodo intrínseco da célula fotovoltaica, que, por sua vez, está ligado em paralelo a um resistor R_P . Este arranjo está em série com um resistor R_S , que liga os componentes à saída do modelo. A corrente elétrica de uma célula fotovoltaica única, sob a incidência de luz, é da ordem de miliamperes e depende da intensidade da luz. Já a tensão elétrica é de aproximadamente 0,7 Vcc, que corresponde à tensão do diodo em células de silício.

Figura 1 — Modelo eletrônico de uma célula fotovoltaica



Fonte: elaborada pelo autor (2026)

Os módulos fotovoltaicos podem ser classificados em três grandes grupos tecnológicos:

- a) Silício cristalino: dominante no mercado, subdividido em monocristalino e policristalino, apresenta alta eficiência e longa vida útil.
- b) Filmes finos: incluem materiais como o telureto de cádmio (CdTe) e o seleneto de cobre, índio e gálio (CIGS). São mais leves e flexíveis e apresentam alta eficiência.
- c) Perovskitas: materiais sintéticos com alta capacidade de absorver luz solar, com excelente mobilidade de cargas elétricas e que possuem um processo de fabricação mais simples e mais barato do que o do semicondutor silício, mas ainda enfrentam desafios de estabilidade e de escalabilidade.

A eficiência dos módulos fotovoltaicos depende dos materiais semicondutores empregados, da arquitetura da célula e da capacidade de absorção de luz. O uso de materiais bifaciais, que captam luz de ambos os lados, tem se mostrado promissor para aumentar a produção de energia em ambientes de alta refletância (Maldonado; Maldonado, 2024). Além disso, técnicas como a passivação de defeitos, a otimização das interfaces e a aplicação de revestimentos antirreflexo têm contribuído significativamente para aumentar a eficiência e a durabilidade dos dispositivos fotovoltaicos (Machín; Márquez, 2024).

Estudos recentes destacam que avanços em materiais, como células de perovskita (titanato de cálcio - CaTiO_3), já citadas, e em tecnologias, como dispositivos multijunção e melhorias nos processos de fabricação, têm proporcionado ganhos de eficiência e confiabilidade dos sistemas fotovoltaicos (Machín; Márquez, 2024; Ogundipe et al., 2024). Segundo Chen et al. (2025), as células solares de perovskita atingiram eficiência certificada de até 26,4%, com melhorias significativas na estabilidade estrutural por meio de estratégias de engenharia de entropia configuracional. Já o *National Renewable Energy Laboratory* (NREL, 2024) apresenta dados atualizados sobre a eficiência das tecnologias fotovoltaicas, nas quais as células solares de perovskita com silício atingiram eficiência de até 34%.

Os módulos fotovoltaicos são aplicados em sistemas residenciais, comerciais e industriais, bem como em usinas de grande porte. A integração com sistemas de armazenamento e redes inteligentes amplia sua viabilidade. Estudos de simulação indicam que o uso de painéis bifaciais com seguidores solares pode aumentar a produção de energia em até 30% em determinadas regiões (Maldonado; Maldonado, 2024).

O aproveitamento do potencial solar na região Nordeste do Brasil tem demandado abordagens metodológicas e tecnológicas cada vez mais refinadas para mitigar os efeitos da intermitência climática (Silva Júnior; Ramos, 2026). No estado de Alagoas, a inserção segura da energia fotovoltaica na rede passa, obrigatoriamente, pelo controle rigoroso da estabilidade da tensão e da corrente nos módulos. Estudos recentes demonstram que esse controle é realizado na eletrônica de potência por meio de inversores fotovoltaicos inteligentes programados com algoritmos avançados de Rastreamento do Ponto de Máxima Potência (MPPT), que ajustam, em tempo real, o ciclo de trabalho dos conversores para compensar afundamentos momentâneos de tensão e gerenciar a injeção de potência reativa no ponto de acoplamento comum (Soares et al., 2023).

Adicionalmente, para lidar com as flutuações rápidas de corrente e tensão causadas pelo sombreamento dinâmico característico da faixa litorânea, sistemas de controle adaptativo e filtros ativos são empregados para garantir o amortecimento de harmônicos e a estabilidade do barramento de corrente contínua (Soares et al., 2023), o que demonstra que para aplicações domésticas e industriais, o sistema fotovoltaico não utiliza o controlador PID, mas para geração de hidrogênio verde com os componentes da malha de controle apresentados neste trabalho, a utilização e o tipo de controlador PID são importantes para a manutenção da potência elétrica

na célula eletrolítica. Paralelamente, o desenvolvimento dessas estratégias de controle na cidade de Maceió depende diretamente da precisão na modelagem da irradiância solar local, fortemente influenciada pelo microclima costeiro e pela nebulosidade híbrida (Silva Júnior; Ramos, 2026). Pesquisas que avaliam dados meteorológicos locais da estação do Instituto Nacional de Meteorologia (INMET) em Maceió indicam que a modelagem da irradiância horária tem migrado de abordagens estatísticas clássicas, como o modelo SARIMA (Modelo Autorregressivo Integrado de Médias Móveis Sazonal), para técnicas avançadas de inteligência artificial (Oliveira; Queiroz; Aquino, 2025).

Os resultados empíricos mais recentes comprovam que modelos de Aprendizado de Máquina (*Machine Learning*), especificamente as arquiteturas de Regressão por Vetores de Suporte (SVR) e Impulsioneamento de Gradiente (*Gradient Boosting*), superam inclusive as redes de Aprendizado Profundo (*Deep Learning*) em cenários univariados locais, apresentando erros quadráticos médios (RMSE) significativamente menores na previsão da irradiância disponível (Oliveira; Queiroz; Aquino, 2025). Neste contexto, quando se diz que os modelos de Aprendizado de Máquina apresentaram um RMSE significativamente menor do que os de Aprendizado Profundo, isso significa que os algoritmos de aprendizado de máquina erraram muito menos ao prever a quantidade de sol que de fato atingiu a cidade de Maceió. Dessa forma, a literatura científica atual consolida a integração entre a previsão preditiva, por meio de inteligência artificial aplicada ao microclima de Maceió, e os sistemas robustos de controle de potência ativa e reativa, como núcleo fundamental para otimizar a eficiência energética na região (Soares et al., 2023; Oliveira; Queiroz; Aquino, 2025).

2.2 Eletrólise da água do mar para produzir hidrogênio e hipoclorito de sódio

A crescente preocupação com as mudanças climáticas, a escassez de combustíveis fósseis e a necessidade de transição para uma matriz energética sustentável têm impulsionado a busca por fontes alternativas de energia. Nesse contexto, o hidrogênio surge como um vetor energético estratégico, capaz de desempenhar um papel central na descarbonização de setores intensivos em energia, como o transporte, a siderurgia e a indústria química (IEA, 2019).

Em condições ambientais padrão, o hidrogênio apresenta-se como um gás incolor, inodoro e insípido. Com massa molecular equivalente a 2,016 u, destaca-se como o elemento mais leve da tabela periódica. Quando na fase gasosa, sua densidade é aproximadamente

quatorze vezes menor que a do ar atmosférico, o que dificulta sua obtenção direta em quantidades significativas a partir do ambiente. Por outro lado, o hidrogênio se sobressai como um combustível de elevada densidade energética gravimétrica, com poder calorífico da ordem de 141,9 MJ/kg, cerca de três vezes superior ao da gasolina, que apresenta aproximadamente 46,7 MJ/kg (Dawood; Anda; Shafiullah, 2020).

O hidrogênio pode ser produzido por diversas rotas tecnológicas, sendo a eletrólise da água do mar uma das mais promissoras, pois permite a geração de hidrogênio de alta pureza a partir de energia elétrica, preferencialmente proveniente de fontes renováveis. A eletrólise consiste na decomposição da molécula de água (H_2O) em seus elementos constituintes [hidrogênio (H_2) e oxigênio (O_2)] por meio da aplicação de corrente elétrica em uma célula eletrolítica. Quando alimentada por energia solar ou eólica, essa tecnologia viabiliza a produção de hidrogênio verde, com emissões de carbono praticamente nulas (Wang et al., 2022). Em uma ampla revisão sobre rotas fotovoltaicas acopladas a eletrolisadores, Ghosh (2025) destaca que os eletrolisadores de água estão entre os sistemas mais competitivos para a produção de hidrogênio, por não emitirem poluentes durante a operação. A energia solar é uma das vias mais limpas para fornecer a eletricidade necessária ao eletrolisador, como mencionado anteriormente, embora a intermitência solar afete a estabilidade e a eficiência dos sistemas de produção. O mesmo autor ilustra a escala atual com exemplos de plantas específicas. Em um dos casos analisados, a produção de hidrogênio de um sistema fotovoltaico flutuante evoluiria de 2.361 toneladas em dezembro de 2024 para 3.626 toneladas em novembro de 2028 (Ghosh, 2025), evidenciando que mesmo projetos relevantes operam na faixa de milhares de toneladas por ano, longe da escala de milhões de toneladas demandada globalmente. Nesse contexto, Gomonov, Permana e Handoko (2025) projetam, por meio de uma modelagem baseada em taxas de crescimento composto, que a demanda global de hidrogênio poderá variar entre 18,8 e 381,3 milhões de toneladas por ano até 2050, dependendo de avanços tecnológicos, marcos regulatórios e investimentos em infraestrutura.

No Brasil, Silva et al. (2025b) observam que a matriz elétrica nacional, composta principalmente por hidrelétrica (59%), eólica (13,2%) e solar (7%), oferece condições favoráveis à geração de hidrogênio verde em larga escala, e Silva Júnior et al. (2025) quantificam esse potencial ao estimar que o estado do Paraná, empregando toda a energia renovável gerada em 2021, produziria cerca de 1,17 milhão de toneladas de hidrogênio por ano

por eletrólise. Esse potencial brasileiro vem se materializando, sobretudo, no Complexo Industrial e Portuário do Pecém (CIPP), no Ceará. De acordo com Caiafa, Romijn e De Coninck (2025), o *hub* de hidrogênio verde foi estabelecido em 2021 por meio de um memorando de entendimento entre o Governo do Ceará, a Federação das Indústrias do Estado do Ceará (FIEC), o Complexo do Pecém e a Universidade Federal do Ceará, com o objetivo de tornar o estado uma referência global na produção, distribuição e exportação de hidrogênio verde. As mesmas autoras alertam, contudo, para os limites físicos dessa ambição. Caso todos os projetos anunciados se concretizassem, seria necessário o equivalente a 53% e 80% de toda a capacidade solar e eólica atualmente instalada no Brasil para alimentá-los (Caiafa; Romijn; De Coninck, 2025).

Uma célula eletrolítica é composta por dois eletrodos imersos em um eletrólito aquoso que contém íons móveis: o ânodo, associado ao potencial positivo, e o cátodo, associado ao potencial negativo. O sistema também requer uma fonte externa de energia elétrica, responsável por viabilizar reações eletroquímicas não espontâneas, caracterizadas por processos de oxidação e redução que ocorrem nos eletrodos. As células eletrolíticas são dispositivos eletroquímicos que desempenham um papel fundamental no processo de eletrólise. Quando a fonte de energia é aplicada, estabelece-se um fluxo de elétrons pelo circuito externo, deslocando-se do ânodo, onde ocorre a oxidação, para o cátodo, onde ocorre a redução. Paralelamente, no interior do eletrólito, os cátions migram em direção ao cátodo, enquanto os ânions migram em direção ao ânodo, assegurando o equilíbrio de cargas no sistema. Esses fenômenos constituem reações de oxirredução acopladas, cuja soma das semirreações nos eletrodos resulta na reação global do processo eletrolítico. Por convenção, o eletrodo negativo é denominado cátodo e o positivo, ânodo.

Do ponto de vista termodinâmico, a oxidação refere-se à perda de elétrons por átomos, íons ou moléculas, implicando aumento de seu número de oxidação, enquanto a redução corresponde ao ganho de elétrons, com consequente diminuição desse número. Esses processos ocorrem simultaneamente, uma vez que os elétrons transferidos são cedidos por uma parte e recebidos por outra. As transformações químicas associadas à eletrólise podem ser observadas nas proximidades dos eletrodos (Sartori et al., 2013).

As células eletrolíticas podem ser classificadas em diferentes tipos, como eletrólise alcalina (AWE), eletrólise por membrana de troca de prótons (PEM) e eletrólise de óxidos

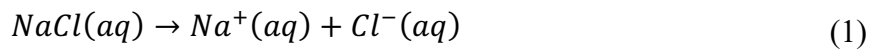
sólidos (SOE), cada qual com características específicas quanto à eficiência, temperatura de operação, materiais empregados e aplicações potenciais (Wu et al., 2025).

Além dos aspectos técnicos, a viabilidade econômica e ambiental da eletrólise depende de fatores como o custo dos eletrolisadores, a disponibilidade de energia renovável, a eficiência dos catalisadores e a durabilidade dos materiais. A pesquisa científica tem se concentrado em superar esses desafios, com avanços significativos na engenharia de materiais, na modelagem de sistemas integrados e na otimização de processos eletroquímicos (Balestieri, 2020).

2.2.1 Fundamentos da eletrólise da água do mar

A eletrólise da água do mar é um processo eletroquímico que consiste na decomposição da molécula de água (H_2O) em hidrogênio (H_2) e oxigênio (O_2) por meio da aplicação de uma corrente elétrica, com a produção de hipoclorito de sódio ($NaOCl$) como subproduto. Esse processo ocorre em uma célula eletrolítica, composta por dois eletrodos (ânodo e cátodo) imersos em um eletrólito condutor de íons. A eficiência e a viabilidade da eletrólise dependem de diversos fatores, como o tipo de eletrólito, os materiais dos eletrodos, a temperatura de operação e a densidade de corrente aplicada (Ursúa; Gandía; Sanchis, 2012).

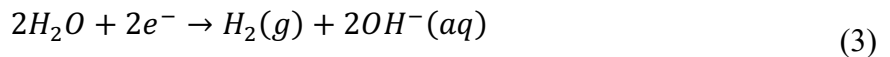
Como a água do mar contém sal dissolvido, há naturalmente a formação de íons de cloro (Cl^-) e de sódio (Na^+), e a concentração média de $NaCl$ é constante, em torno de 30 g/L. Assim, a equação de balanceamento da água do mar é:



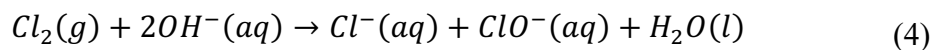
Durante o processo de eletrólise, no ânodo, que é o eletrodo positivo, ocorre a seguinte reação química:



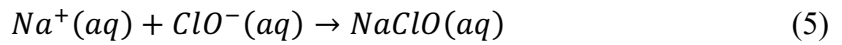
E no cátodo, que é o eletrodo negativo, ocorre a seguinte reação química:



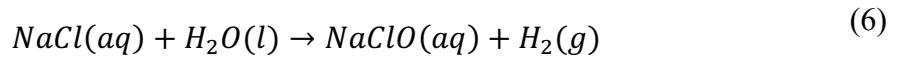
Reações secundárias ocorrem na célula eletrolítica quando parte do cloro gasoso dissolvido na água do mar reage com íons hidróxido, formando íons hipoclorito. A reação química é:



Os íons hipoclorito reagem com o sódio formando hipoclorito de sódio. A reação química é:



Por fim, a reação química final é:



Em relação à termodinâmica do processo de produção de hidrogênio por eletrólise, a reação global da eletrólise da água é endotérmica e não espontânea, o que requer energia externa. A variação da entalpia (ΔH) da reação representa a energia total necessária, que é a soma da energia térmica (calor) e da energia elétrica livre de *Gibbs* (ΔG). Assim, a tensão teórica mínima necessária para iniciar a eletrólise, chamada de tensão reversível (V_{rev}), está relacionada com a energia livre de *Gibbs* por meio da equação de *Nernst* a seguir:

$$V_{rev} = \frac{\Delta G}{z \cdot F} \quad (7)$$

Sendo z o número de elétrons transferidos por molécula de água ($z = 2$) e F a constante de Faraday, igual a 96.485 C/mol. Nas Condições Normais de Temperatura e Pressão (CNTP), o valor da tensão reversível é de aproximadamente 1,23 V. No entanto, na prática, observa-se que a tensão real de operação de uma célula eletrolítica é sempre superior a 1,23 V, devido a perdas irreversíveis, também conhecidas como sobretensões.

2.2.2 Modelo elétrico equivalente de uma célula eletrolítica

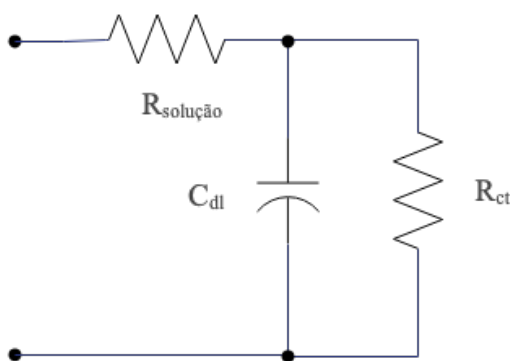
O modelo elétrico equivalente de uma célula eletrolítica, amplamente utilizado na eletroquímica moderna, continua fundamentado no circuito de *Randles*, mas tem sido atualizado por estudos recentes que refinam a interpretação dos fenômenos interfaciais. De acordo com Lasia (2014), o modelo permanece essencial para descrever a resposta eletroquímica por meio de elementos resistivos e capacitivos, permitindo correlacionar processos físico-químicos com impedâncias mensuráveis. A resistência da solução (R_s) representa a contribuição ôhmica do eletrólito, enquanto a capacitância da dupla camada (C_{dl}) modela o comportamento capacitivo associado ao acúmulo de cargas na interface eletrodo-solução.

Estudos, como os de Orazem e Tribollet (2017), reforçam a ideia de que a resistência de transferência de carga (R_{ct}) é um parâmetro crítico para avaliar a cinética das reações de

oxirredução, influenciando diretamente a eficiência eletroquímica. Além disso, pesquisas contemporâneas destacam a importância da impedância de *Warburg*, que representa limitações difusionais e é fundamental para interpretar sistemas em que o transporte de massa desempenha um papel dominante (Fernandes, 2025).

Pesquisas também destacam a necessidade de incorporar elementos não ideais, como o elemento de fase constante (CPE), para modelar interfaces heterogêneas, eletrodos porosos ou superfícies rugosas (Orazem; Tribollet, 2017). Essas atualizações ampliam a aplicabilidade do modelo de *Randles*, tornando-o adequado para estudos de corrosão, baterias, sensores eletroquímicos e sistemas de energias avançados. Assim, o modelo elétrico equivalente, citado por Lasia (2014), é apresentado na Figura 2 e permanece como ferramenta indispensável para a compreensão e simulação de processos eletroquímicos, consolidando-se como referência metodológica na literatura contemporânea.

Figura 2 — Modelo eletrônico da célula eletrolítica



Fonte: adaptada de Lasia (2014).

A utilização de modelos elétricos equivalentes baseados no circuito de *Randles* representa uma abordagem estratégica e altamente eficiente para a análise dinâmica de sistemas voltados à produção de hidrogênio verde (He et al., 2024). Estruturalmente, o modelo de *Randles* simplificado decompõe o comportamento da célula eletrolítica em parâmetros concentrados, associando a resistência ôhmica do eletrólito em série a um arranjo paralelo composto pela resistência de transferência de carga e pela capacitância da dupla camada elétrica. No cenário específico da eletrólise da água do mar, a modelagem enfrenta severos desafios devido à presença em massa de íons cloreto e sódio, que desencadeiam reações concorrentes, sobretensões de ativação complexas e fenômenos de corrosão acelerada nos eletrodos (Wu et al., 2025). Quando confrontada com abordagens eletroquímicas microscópicas completas, que exigem o acoplamento não linear denso das equações de transporte de massa e difusão de *Nernst-Planck*, a modelagem por circuito equivalente simplificado sobressai-se

significativamente por sua simplicidade analítica e custo computacional reduzido. Enquanto as formulações físicas e químicas tridimensionais demandam simulações numéricas iterativas de alto desempenho, o modelo de parâmetros elétricos permite uma integração direta, computacionalmente leve e em tempo real, com conversores eletrônicos de potência e malhas de controle de corrente ou de tensão (He et al., 2024; Ursúa; Gandía; Sanchis, 2012). Estudos operacionais demonstram que, para o dimensionamento em larga escala e avaliação de estabilidade de plantas de hidrogênio conectadas a fontes intermitentes, a perda de sensibilidade a fenômenos microscópicos locais é amplamente compensada pela agilidade e viabilidade de simulação sistêmica proporcionadas pelo circuito equivalente (Ursúa; Gandía; Sanchis, 2012), o que justifica a utilização deste modelo neste trabalho.

Dessa forma, a aplicação inicial do modelo simplificado cumpre o papel fundamental de validar e sintonizar os requisitos elétricos e de potência da célula sob condições dinâmicas. Por fim, o refinamento progressivo dessa estrutura, por meio do acoplamento de elementos não lineares de difusão profunda, como a impedância de Warburg, e de variáveis térmicas transientes, estabelece-se na literatura como uma linha natural de continuidade para o aprofundamento deste trabalho.

2.3 Conversor de Corrente Contínua em Corrente Contínua tipo *Buck*

Conversores CC-CC constituem elementos fundamentais da eletrônica de potência moderna, sendo responsáveis pela conversão e regulação de níveis de tensão contínua em uma ampla variedade de sistemas elétricos e eletrônicos. Esses dispositivos são amplamente empregados em aplicações como fontes chaveadas, sistemas embarcados, dispositivos portáteis, veículos elétricos e sistemas de energia renovável, nos quais desempenham papel crítico na adaptação eficiente da energia entre diferentes estágios de operação e condições variáveis de carga (Timmers et al., 2024; Coelho et al., 2025).

O avanço das tecnologias baseadas em energias renováveis e em sistemas de eletrificação tem aumentado significativamente a demanda por conversores CC-CC de alto desempenho, capazes de garantir elevada eficiência, confiabilidade e densidade de potência. Nesse contexto, esses conversores atuam como elementos essenciais no condicionamento de energia, permitindo a integração eficiente de fontes, como sistemas fotovoltaicos, armazenamento em baterias e redes elétricas inteligentes. Dentre as diversas topologias disponíveis, o conversor *Buck*, também conhecido como conversor abaixador, destaca-se por sua simplicidade estrutural, elevada eficiência e ampla aplicabilidade. Essa topologia é projetada para reduzir o nível de

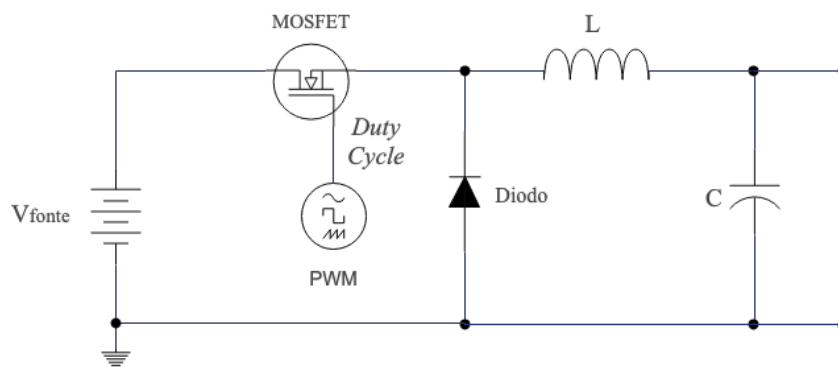
tensão de entrada, fornecendo uma tensão de saída inferior, sendo amplamente utilizada em aplicações que exigem regulação precisa de tensão com baixo nível de perdas. Além disso, o conversor *Buck* apresenta resposta dinâmica rápida e facilidade na implementação de técnicas de controle, características que justificam sua ampla utilização em dispositivos eletrônicos modernos e em sistemas de energia distribuída (Kumaraguruparan; Elango, 2024).

O conversor do tipo *Buck* é constituído, na sua configuração elementar, por quatro componentes principais: um MOSFET ou IGBT, um diodo, um indutor e um capacitor ligado em paralelo à carga resistiva. Opera em regime de chaveamento, alternando entre dois estados principais: quando o transistor MOSFET, que funciona como chave, está ligado e quando está desligado. Assim, seu funcionamento baseia-se na comutação em alta frequência do semicondutor controlado (MOSFET ou IGBT). A regulação da transferência de energia é efetuada por meio da Modulação por Largura de Pulso (PWM), sendo a razão entre o tempo de condução do semicondutor (t_{on}) e o período total de comutação (T_s) a definição do ciclo de trabalho, denotado pela letra D . O diagrama esquemático do conversor *Buck* é apresentado na Figura 3.

No estado ligado (Figura 4), a tensão de entrada energiza tanto a carga quanto o indutor (L), armazenando energia eletromagnética. No estado desligado (Figura 5), o indutor continua alimentando a carga, liberando a energia acumulada no capacitor (C). Essa comutação contínua estabiliza a tensão de saída, sendo a razão cíclica, ou ciclo de trabalho, o principal parâmetro de controle, variando entre 0 e 1 ($0 < D < 1$). A equação da tensão de saída do conversor é:

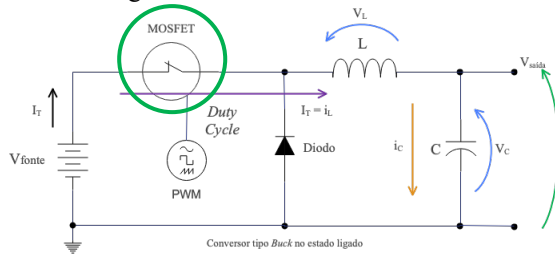
$$V_{saída} = D \cdot V_{fonte} \quad (8)$$

Figura 3 — Circuito eletrônico do conversor CC-CC tipo *Buck*



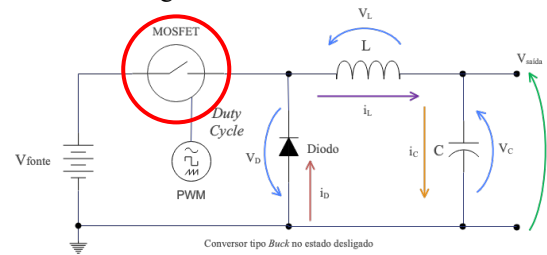
Fonte: elaborada pelo autor (2026).

Figura 4 — Representação do conversor *Buck* no estado ligado



Fonte: elaborada pelo autor (2026).

Figura 5 — Representação do conversor *Buck* no estado desligado



Fonte: elaborada pelo autor (2026).

As principais características do conversor tipo *Buck*, de acordo com Erickson e Maksimovic (2020) são:

- a) A alta eficiência pode superar 95 %, pois as perdas ocorrem principalmente durante as transições e devido à resistência ôhmica dos componentes;
- b) O baixo *ripple* de tensão, com bom dimensionamento dos filtros LC (indutor e capacitor);
- c) A resposta dinâmica rápida quando o conversor for bem projetado e compensado;
- d) A regulação de saída ajustada à variação do ciclo de trabalho (D).

Para aplicação em eletrólise, o conversor do tipo *Buck* é projetado para operar exclusivamente no modo de condução contínua (MCC). Neste modo, a corrente que flui pelo indutor nunca atinge zero ao longo de um ciclo de comutação, garantindo fluxo contínuo de energia para o eletrolisador.

2.4 Controle de processo

O controle de processos industriais é uma área fundamental da engenharia, cuja evolução tem sido marcada por avanços significativos na teoria e na prática dos sistemas de controle. Dentre os diversos métodos desenvolvidos ao longo do tempo, o controlador proporcional-integral-derivativo (PID) destaca-se como uma das técnicas mais utilizadas na indústria, devido à sua simplicidade, robustez e eficácia em uma ampla variedade de aplicações. Estima-se que a maioria dos sistemas de controle industrial empregue algum tipo de controlador PID, seja na versão clássica ou em variantes mais sofisticadas.

A relevância dos controladores PID reside em sua capacidade de ajustar automaticamente a variável de controle com base no erro entre o valor desejado e o valor medido, por meio de três ações fundamentais: proporcional, integral e derivativa. Essa estrutura

permite que o sistema responda rapidamente a perturbações, corrija desvios persistentes e antecipe tendências, promovendo estabilidade e desempenho adequado mesmo em condições operacionais adversas (Ogata, 2010).

Apesar de sua ampla difusão, o projeto e a sintonia de controladores PID ainda representam desafios significativos, especialmente em sistemas não lineares, multivariáveis ou sujeitos a incertezas. A busca por métodos de sintonia mais eficientes, bem como a integração com técnicas modernas de inteligência artificial e de controle adaptativo, tem impulsionado uma vasta produção científica nas últimas décadas (Joseph et al., 2022). E para mitigar as severas flutuações de tensão e corrente decorrentes da intermitência climática, a literatura científica aponta uma dicotomia clara entre as estratégias de previsão e as de controle direto na eletrônica de potência. Enquanto o mapeamento e a modelagem da irradiância do local demandam o uso de ferramentas matemáticas e computacionais complexas de alto custo adaptativo, já citadas, como os modelos de regressão avançados (SVR) e inteligência artificial (Oliveira; Queiroz; Aquino, 2025), a estabilização real e imediata das grandezas elétricas nos módulos fotovoltaicos em nível de circuito encontra sua principal resposta em soluções lineares clássicas, com destaque para o controlador Proporcional-Integral-Derivativo (PID) atuando sobre o ciclo de trabalho de conversores CC-CC do tipo *Buck* (Erickson; Maksimovic, 2020).

O uso do controlador PID se consolida nessa interface como a solução de maior viabilidade prática, fundamentada estritamente na sua simplicidade de construção e na calibração parametrizada em torno de pontos de operação linearizados (Barbi, 2022). Ao contrário de estratégias complexas não lineares, como o controle por modos deslizantes (SMC) ou o controle preditivo baseado em modelo (MPC), que exigem processadores de alto desempenho e algoritmos matemáticos densos, o controlador PID demanda menor esforço de processamento. Essa característica viabiliza sua implementação tanto em arranjos analógicos quanto em microcontroladores comerciais de baixo custo, reduzindo sensivelmente o tempo de desenvolvimento e a complexidade de manutenção em campo (Rashid, 2014). Conforme apontado por He et al. (2024), sob a ótica da engenharia e dos custos, a instrumentação de malhas PID de tensão proporciona uma otimização financeira significativa na montagem de plantas de energia e de produtos comerciais, quando comparada a controladores robustos de última geração. Ensaios experimentais confirmam que a modelagem por pequenos sinais, associada a estruturas clássicas de controle, compensa variações dinâmicas na entrada de conversores CC-CC, com elevada robustez e rapidez de resposta (Erickson; Maksimovic, 2020).

Portanto, justifica-se a escolha e a aplicação de controladores PID neste trabalho, uma vez que há viabilidade econômica e operacional para o uso desses controladores nos conversores *Buck* para a geração de hidrogênio verde por eletrólise da água do mar. Além disso, os controladores PID são os mais empregados na indústria, devido à sua simplicidade de construção e de processamento de informações, à robustez e à capacidade de atender a uma ampla variedade de processos dinâmicos.

2.4.1 Histórico dos controladores PID

O desenvolvimento dos controladores PID está intimamente ligado ao avanço da automação industrial e das engenharias elétrica e de controle. O embrião do controlador PID pode ser rastreado até o início do século XX. Pioneiramente, Minorsky (1922) introduziu um sistema de controle para estabilização do rumo de navios, demonstrando que a mera aplicação de controles proporcionais não era suficiente para promover estabilidade e desempenho satisfatórios diante de perturbações. A adição de componentes integrativos e derivativos ocorreu gradualmente ao longo dos anos seguintes para lidar, respectivamente, com o erro em regime permanente e com a melhoria da resposta transitória (Minorsky, 1922).

O termo “PID” foi consolidado entre as décadas de 1930 e 1940, sobretudo associado aos esforços da indústria de processos químicos dos Estados Unidos, conforme exposto por Bennett (1993) em sua análise histórica da automação industrial. Já na década de 1940, Ziegler e Nichols (1942) propuseram métodos empíricos para sintonia de controladores PID, popularizando ainda mais seu uso global. Suas regras tornaram-se referência em aplicações industriais devido à simplicidade e à eficiência relativa, estimulando uma explosão de implementações em sistemas de controle de processos (Ziegler; Nichols, 1942). A partir da década de 1960, com o avanço dos circuitos eletrônicos e, depois, da eletrônica digital e dos controladores lógicos programáveis (CLP), os controladores PID migraram do domínio puramente analógico para o domínio digital. Isso permitiu a implementação de algoritmos mais sofisticados, *autotuning* e monitoramento em tempo real, imprescindíveis para os ambientes industriais modernos (Åström; Hägglund, 2006). Ao longo das décadas seguintes, a literatura científica passou a focar em desafios mais complexos, como a otimização automática dos parâmetros PID, a robustez diante de incertezas em processos dinâmicos e o uso colaborativo de métodos avançados, como a inteligência artificial e a lógica *fuzzy* (Borase et al., 2021; Viola, 2023). Atualmente, sistemas PID desempenham um papel central em aplicações críticas em setores como energia, automação

química, manufatura e robótica, graças à sua eficiência, simplicidade e flexibilidade de ajuste (Beytir; Yildiz; Göktaş, 2022).

Citam-se os principais marcos históricos:

- a) 1922: Minorsky publica um trabalho fundamental sobre o controle automático da direção de navios;
- b) 1930-1940: O termo PID consolida-se. As indústrias químicas adotam controladores automáticos;
- c) 1942: Ziegler e Nichols propõem um método empírico de sintonia PID;
- d) 1960-1980: Popularização dos controladores PID em formato digital, com o surgimento do Controlador Lógico Programável;
- e) 1990-atualidade: Avanços na sintonia automática, na robustez e na integração com técnicas inteligentes.

Com o surgimento da computação digital, os controladores PID foram adaptados a ambientes digitais, o que permitiu maior flexibilidade, precisão e integração com sistemas de supervisão e de controle distribuído. Essa transição também favoreceu o desenvolvimento de variantes mais sofisticadas, como controladores PID adaptativos, robustos e de ordem fracionária, que visam superar as limitações dos modelos convencionais em sistemas complexos e não lineares (Monje et al., 2010).

Atualmente, os controladores PID continuam sendo amplamente utilizados em diversos setores industriais, devido à sua simplicidade, baixo custo de implementação e eficácia comprovada. No entanto, seu projeto e sua sintonia ainda exigem conhecimento técnico especializado, especialmente em aplicações que envolvem múltiplas variáveis, atrasos temporais ou dinâmicas não lineares.

2.4.2 Fundamentos teóricos dos controladores PID

Os controladores PID baseiam-se em uma estrutura matemática que combina três ações de controle distintas: proporcional (P), integral (I) e derivativa (D). Essa combinação permite que o sistema responda de forma eficiente a diferentes tipos de erro, promovendo estabilidade, precisão e rapidez na correção de desvios em sistemas dinâmicos (Ogata, 2010), cujas aplicações dependem das características do sistema a ser controlado. Segundo O'Dwyer (2009), estes são os principais tipos:

2.4.2.1 Controlador Proporcional (P)

O controlador P utiliza apenas a ação proporcional. Sua equação é:

$$u(t) = K_P \cdot e(t) \quad (9)$$

Sendo $e(t)$ o erro do sistema, obtido pela diferença entre o valor de referência (ou valor desejado, *setpoint*), y_{SP} , e a saída do sistema, $y(t)$.

$$e(t) = y_{SP} - y(t) \quad (10)$$

As principais características de um controlador proporcional são:

- a) Resposta rápida às variações no erro;
- b) Simplicidade de implementação;
- c) Apresenta erro em regime permanente;
- d) Amplifica o ganho, o que pode tornar o sistema instável.

Este tipo de controlador pode ser aplicado quando o erro em regime permanente é tolerável ou compensável por outra parte do sistema.

2.4.2.2 Controlador Proporcional-Integral (PI)

Este tipo de controlador combina as ações proporcional e integral. Esta combinação gera um sistema mais rápido do que o controlador anterior e consegue levar o erro do sistema a zero.

$$u(t) = K_P \cdot e(t) + \frac{K_P}{T_i} \cdot \int_0^t e(t) \cdot dt \quad (11)$$

Sendo T_i o tempo integral.

As principais características de um controlador PI são:

- a) Elimina o erro em regime permanente com a ação integral;
- b) Mantém a implementação relativamente simples;
- c) Pode provocar sistemas mais lentos e menor robustez ao ruído se o ganho integral (K_i) for elevado. O ganho integral é definido pela razão entre o ganho proporcional (K_P) e o tempo integral (T_i).

Entre as aplicações, pode-se citar o controle de processos industriais, de motores elétricos e de sistemas de temperatura (Viola, 2023).

2.4.2.3 Controlador Proporcional-Derivativo (PD)

Este tipo de controlador combina as ações proporcional e derivativa.

$$u(t) = K_P \cdot e(t) + K_P \cdot T_d \cdot \frac{de(t)}{dt} \quad (12)$$

Sendo T_d o tempo derivativo.

As principais características de um controlador PD são:

- a) Não elimina o erro em regime permanente;
- b) Melhora a resposta transitória;
- c) O termo derivativo reduz as oscilações e antecipa o comportamento futuro do erro;
- d) Sensível a ruídos de alta frequência.

O controlador PD pode ser aplicado em sistemas em que o erro em regime permanente é desprezível, mas a resposta rápida e estável é essencial.

2.4.2.4 Controlador Proporcional-Integral-Derivativo (PID)

O controlador PID integra todas as ações proporcional, integral e derivativa e, por conseguinte, todas as vantagens combinadas dessas ações.

$$u(t) = K_P \cdot e(t) + \frac{K_P}{T_i} \cdot \int_0^t e(t) \cdot dt + K_P \cdot T_d \cdot \frac{de(t)}{dt} \quad (13)$$

As principais características de um controlador PID são:

- a) Rapidez na resposta (P), eliminação do erro em regime permanente (I), e resposta transitória melhorada (D);
- b) Flexibilidade e robustez para a maioria dos processos industriais;
- c) Pode ser ajustado para atender a diferentes dinâmicas de processo;
- d) A sintonia dos parâmetros pode ser desafiadora, especialmente em sistemas não lineares ou multivariáveis.

O controlador PID pode ser aplicado ao controle de processos industriais complexos, à robótica, a sistemas embarcados e à instrumentação avançada, entre outros.

Como observação sobre tendências recentes, novas abordagens, tais como PID adaptativo, PID *fuzzy* e autoajuste (*auto-tuning*), buscam ampliar a flexibilidade dos tipos

clássicos de controle para sistemas com dinâmicas variáveis, incertezas e ambientes altamente não lineares (Borase et al., 2021).

2.4.2.5 Outras configurações de controladores PID

Como já explicado, os controladores PID constituem a classe de controladores mais empregada na indústria moderna, devido à sua simplicidade, robustez e capacidade de atender a uma ampla gama de processos dinâmicos. Segundo Åström e Hägglund (2006), mais de 90% das malhas industriais utilizam alguma forma de controle PID, o que evidencia a relevância de compreender suas diferentes arquiteturas e variantes. A estrutura clássica, denominada PID de um grau de liberdade (1-DOF), aplica as ações proporcional, integral e derivativa diretamente ao erro entre a referência e a saída do processo. Essa configuração, embora amplamente difundida, apresenta limitações ao se buscar um desempenho diferenciado entre o rastreamento de referência e a rejeição de perturbações.

O PID 1-DOF possui diversas variantes, como o PID paralelo, o PID série, o PI-D, o I-PD e P-ID. Essas variantes, detalhadas na literatura técnica (O'Dwyer, 2009; Åström; Hägglund, 2006), incluem estratégias segmentadas, cada uma com características e aplicações distintas. No PID paralelo, as ações P, I e D são somadas diretamente, o que é a forma mais comum em controladores digitais. Já o PID de série, discutido por Ogata (2010), apresenta maior sensibilidade ao ajuste dos parâmetros e é utilizado em aplicações específicas. As variantes PI-D e I-PD permitem modular a influência da ação derivativa, reduzindo o impacto do ruído na medição, conforme destacado por Dorf e Bishop (2017). Apesar dessas variações, todas compartilham a limitação fundamental do 1-DOF: a impossibilidade de ajustar separadamente o comportamento frente a mudanças de referência e perturbações.

No controlador PI-D, a ação derivativa é aplicada apenas à saída do processo e não ao erro, enquanto as ações proporcional e integral continuam atuando sobre o erro. Como vantagem, há a redução da sensibilidade do termo derivativo à variação súbita da referência, pois responde apenas à saída e é menos suscetível a picos de controle decorrentes de mudanças bruscas no valor da referência, o que torna a operação mais suave.

No controlador I-PD, a ação integral atua apenas sobre o erro, enquanto as ações proporcional e derivativa incidem sobre a saída do processo, tendo como principais características facilitar o tratamento de sistemas sujeitos a grandes distúrbios no valor de

referência e proporcionar uma resposta inicial robusta, com maior controle do amortecimento do sistema, em comparação ao PID convencional.

No controlador P-ID, a ação proporcional atua sobre o erro, enquanto as ações integral e derivativa atuam apenas sobre a saída. Suas principais vantagens são que esta configuração minimiza oscilações abruptas decorrentes de alterações rápidas no valor de referência e é mais indicada para processos com referência móvel e para sistemas sensíveis a ruído e a variações rápidas.

Com o objetivo de superar as limitações dos controladores PID com um grau de liberdade, surgiram os controladores PID de dois graus de liberdade (2-DOF). Nessa arquitetura, a ação proporcional e derivativa atua sobre uma referência ponderada, enquanto a ação integral permanece associada ao erro real. Essa separação permite ajustar o comportamento transitório sem comprometer a rejeição de perturbações. Åström e Murray (2008) destacam que o PID 2-DOF é particularmente útil em sistemas nos quais mudanças rápidas de referência podem gerar sobressinal (*overshoot*) excessivo ou instabilidade. Entre suas variantes, destacam-se o PID 2-DOF com filtro derivativo, o PID 2-DOF com *anti-windup* e o PID 2-DOF com realimentação pré-filtro, amplamente utilizados em sistemas térmicos, hidráulicos e de processos químicos.

Uma evolução natural dessa arquitetura é o PID 2-DOF com pesos de ponto de ajuste fixos, também conhecido como *setpoint-weighted* PID. Nessa configuração, pesos b e c são aplicados às ações proporcional e derivativa, respectivamente. Skogestad e Postlethwaite (2005) explicam que o peso b controla a influência da referência na ação proporcional, reduzindo o sobressinal durante mudanças de ponto desejado, enquanto o peso c ajusta a influência da referência na ação derivativa, mitigando a amplificação do ruído. Essa abordagem é amplamente utilizada em processos industriais com variações frequentes de referência, como nos sistemas de temperatura, vazão e pressão.

As variantes do PID 2-DOF com pesos incluem o PID com peso apenas proporcional (*P-weighted*), o PID com peso proporcional e derivativo (*PD-weighted*) e o PID com pré-filtro ajustável, que permite suavizar a trajetória de referência. Seborg, Edgar e Mellichamp (2010) destacam que essas variantes oferecem um excelente compromisso entre desempenho e robustez, especialmente em sistemas sujeitos a incertezas paramétricas ou ao ruído de medição.

A escolha entre PID 1-DOF, 2-DOF e 2-DOF com pesos depende das características do processo e dos requisitos de desempenho. Em sistemas simples, com poucas variações de

referência, o PID 1-DOF é suficiente. Em processos com exigência de rastreamento rápido e rejeição eficiente de perturbações, o PID 2-DOF apresenta vantagens significativas. Já o PID 2-DOF com pesos é ideal para processos industriais complexos, nos quais é necessário controlar o sobressinal, suavizar transientes e manter robustez frente a incertezas.

Outras variações nas configurações do controlador são listadas a seguir:

- a) PD2 (dupla derivação): Inclui um segundo termo derivativo para melhorar o amortecimento em sistemas com forte comportamento oscilatório;
- b) PID com filtro derivativo: Adota um filtro passa-baixa no termo derivativo para reduzir a sensibilidade ao ruído;
- c) PID Fracionário: Utiliza operadores diferenciais e integrais de ordem fracionária, permitindo um ajuste mais fino ao comportamento dinâmico do processo (Monje et al., 2010).

Essas variações na configuração das ações proporcional, integral e derivativa são escolhidas com base nas necessidades do processo, tais como a redução da sensibilidade ao ruído externo ou a resistência a alterações abruptas de referência, a otimização do desempenho em sistemas instáveis ou com o valor de referência variável e a busca por uma resposta transitória mais suave, robustez e facilidade de sintonia. A Tabela 1 apresenta um resumo das principais configurações do controlador PID, incluindo características, vantagens e desvantagens de cada uma.

A utilização do aplicativo *Simulink* do *MATLAB* se deve ao fato de ser um programa utilizado em simulações de sistemas dinâmicos para o estudo do comportamento do controlador na malha de controle, bem como para a sintonia de processo. Além disso, o programa apresenta a equação de cada uma das 18 modalidades de controladores, conforme as Tabelas 2, 3 e 5. Cada modalidade foi simulada no capítulo 5 deste trabalho.

Tabela 1 — Resumo das principais configurações do controlador PID

Tipo / Variante	Grau de Liberdade	Características Técnicas	Aplicações Típicas	Vantagens	Desvantagens
P (Proporcional)	1-DOF	Apenas ação proporcional; ganho ajusta rapidez	Sistemas simples, atuadores rápidos	Fácil implementar	Erro em regime permanente
PI (Proporcional e Integral)	1-DOF	Elimina erro estacionário; sem ação derivativa	Processos térmicos, nível, vazão	Estável e robusto	Resposta lenta; sobressinal
PD (Proporcional e Derivativa)	1-DOF	Ação derivativa melhora amortecimento	Robótica, servomotores	Resposta rápida	Não elimina erro permanente
PID paralelo	1-DOF	P, I e D somados diretamente	Controle digital geral	Versátil e simples	Sobressinal elevado
PID série	1-DOF	Ações em cascata	Processos específicos	Maior sensibilidade	Sintonia difícil
P-ID	1-DOF	P atua no erro; I e D na saída	Sistemas com ruído	Reduz impacto do ruído	Rastreamento pior

I-PD	1-DOF	I atua no erro; P e D na saída	Valor desejado crítico	Melhor controle transitório	Sintonia mais complexa
PI-D	1-DOF	P e I sobre o erro, D sobre a saída do processo	Sistemas com ruído	Menos sensível a ruído	Rastreamento pior
PD² (segunda derivada)	1-DOF	Derivada de segunda ordem	Robótica avançada	Excelente amortecimento	Muito sensível a ruído
PID com filtro D	1-DOF	Derivada filtrada (1ª ordem)	Sistemas ruidosos	Reduz ruído	Pode atrasar resposta
PID fracionário	1-DOF	Integração e derivação fracionárias	Sistemas complexos	Flexibilidade superior	Implementação difícil
PID 2-DOF	2-DOF	Separação entre rastreamento e rejeição	Sistemas térmicos, hidráulicos	Menor sobressinal	Sintonia mais complexa
PID 2-DOF com filtro D	2-DOF	Derivada filtrada + referência ponderada	Processos ruidosos	Suaviza transientes	Ajuste delicado

PID 2-DOF com anti-windup	2-DOF	Proteção contra saturação	Atuadores limitados	Evita instabilidade	Requer ajuste adicional
PID 2-DOF com pesos (b, c)	2-DOF com pesos	Ajuste fino do valor desejado	Processos com variação de referência	Excelente compromisso	Sintonia trabalhosa
PID com peso no termo P	2-DOF com pesos	Peso apenas na ação P	Sobressinal crítico	Reduz sobressinal	Menor rapidez
PID com peso nos termos P e D	2-DOF com pesos	Peso em P e D	Sistemas sensíveis a ruído	Suaviza transientes	Ajuste delicado
PID com pré-filtro	2-DOF com pesos	Suaviza referência	Processos com rampas	Reduz oscilações	Pode atrasar rastreamento

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

Entre os avanços recentes no controle PID, destaca-se que os controladores PID evoluíram significativamente desde sua concepção, impulsionados pela tecnologia, pelas demandas industriais e pelos desafios associados a sistemas dinâmicos modernos. A seguir, detalham-se alguns dos principais avanços recentes segundo a literatura científica de destaque (Borase et al., 2021; Viola, 2023):

a) Algoritmos de Sintonia Otimizada

Tradicionalmente, métodos empíricos, como o de Ziegler-Nichols, eram predominantes no ajuste dos parâmetros PID. Com o avanço dos métodos computacionais, surgiram técnicas de sintonia baseadas em:

- Algoritmos Genéticos e Otimização por Enxame de Partículas: permitem a busca otimizada dos parâmetros, visando a critérios como estabilidade, rapidez e robustez (Beytir; Yildiz; Göktaş, 2022);
- Lógica *Fuzzy* e Inteligência Artificial: Sistemas *fuzzy* ajustam os ganhos PID em tempo real, adaptando-se dinamicamente às variações do processo (Borase et al., 2021);
- Sintonia Automática (*Auto-tuning*): Controladores com autoajuste integrado, reduzindo a necessidade de intervenção humana e aumentando a eficiência operacional.

b) PID Adaptativo

Os controladores PID adaptativos ajustam automaticamente seus parâmetros de acordo com as mudanças no sistema controlado, utilizando identificação em tempo real aplicada a sistemas não lineares e variantes no tempo, proporcionando maior robustez diante da incerteza e das variações do processo.

c) PID Robusto

Essa estratégia busca garantir estabilidade e desempenho diante de incertezas modelares e de perturbações externas. Incorporam técnicas de controle robusto aos ajustes PID (Borase et al., 2021) e são amplamente aplicadas em processos críticos, como os do setor aeroespacial, petroquímico e automotivo.

d) PID Fracionário (FOPID)

Com base em cálculo fracionário, esse controlador amplia a flexibilidade do modelo PID tradicional ao utilizar operadores integrais e diferenciais de ordem fracionária, além de permitir um ajuste mais fino e personalizado à dinâmica complexa do processo.

2.4.2.6 Equações dos diversos tipos de controladores PID

O tratamento dos sinais que os controladores PID recebem e enviam é realizado por meio de equações matemáticas. As Tabelas 2, 3 e 5 apresentam as equações de cada tipo de controlador PID no programa *MATLAB*, versão R2026a.

Tabela 2 — Controladores com um grau de liberdade

Tipo	Ação do controlador	Fórmula do controlador de tempo contínuo (forma paralela)
P	Apenas Proporcional	K_p
I	Apenas Integral	$\frac{K_i}{s}$
PI	Proporcional e Integral	$K_p + \frac{K_i}{s}$
PD	Proporcional e Derivativa	$K_p + K_d s$
PDF	Proporcional e Derivativa com filtro de primeira ordem no termo derivativo	$K_p + \frac{K_d s}{T_f s + 1}$
PID	Proporcional, Integral e Derivativa	$K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s$
PIDF	Proporcional, Integral e Derivativa com filtro de primeira ordem no termo derivativo	$K_p + \frac{K_i}{s} + \frac{K_d s}{T_f s + 1}$

Fonte: adaptada de *Mathworks* (2026).

Sendo:

$$\begin{cases} K_p - \text{Ganho termo Proporcional} \\ K_i - \text{Ganho do termo Integral} \\ K_d - \text{Ganho do termo Derivativo} \\ T_f - \text{Tempo de filtro derivativo} \end{cases}$$

Controladores PID de dois graus de liberdade (2-DOF) incluem ponderação do ponto de ajuste nos termos proporcional e derivativo. Um controlador PID de 2-DOF é capaz de rejeitar rapidamente perturbações sem aumento significativo da ultrapassagem no rastreamento do ponto de ajuste e é útil para mitigar a influência de mudanças no sinal de referência sobre o sinal de controle.

Tabela 3 — Controladores com dois graus de liberdade

Tipo	Ação do controlador	Fórmula do controlador de tempo contínuo (forma paralela)
PI2	Proporcional e integral de dois graus de liberdade	$u = K_p(b \cdot r - y) + \frac{K_i}{s}(r - y)$
PD2	Proporcional e derivativa de dois graus de liberdade	$u = K_p(b \cdot r - y) + K_d s(c \cdot r - y)$
PDF2	Equações proporcionais e derivativas de dois graus de liberdade com filtro de primeira ordem no termo derivativo	$u = K_p(b \cdot r - y) + K_d \frac{s}{T_f s + 1}(c \cdot r - y)$
PID2	Proporcional, integral e derivativa de dois graus de liberdade	$u = K_p(b \cdot r - y) + \frac{K_i}{s}(r - y) + K_d s(c \cdot r - y)$
PIDF2	2-DOF proporcional, integral e derivativa com filtro de primeira ordem no termo derivativo	$u = K_p(b \cdot r - y) + \frac{K_i}{s}(r - y) + K_d \frac{s}{T_f s + 1}(c \cdot r - y)$

Fonte: adaptada de *Mathworks* (2026).

Sendo:

$$\left\{ \begin{array}{l} K_p - \text{Ganho termo Proporcional} \\ K_i - \text{Ganho do termo Integral} \\ K_d - \text{Ganho do termo Derivativo} \\ T_f - \text{Tempo de filtro derivativo} \\ r - \text{Entrada (ponto de ajuste)} \\ y - \text{Realimentação} \\ u - \text{Saída (sinal de controle)} \\ b - \text{Peso de referência no termo proporcional} \\ c - \text{Peso de referência no termo derivativo} \end{array} \right.$$

Com o controle PID, mudanças bruscas no sinal de referência podem causar picos no sinal de controle, decorrentes dos termos proporcional e derivativo. Ao fixar os pesos no ponto de ajuste de um controlador de dois graus de liberdade (2-DOF), é possível mitigar a influência das variações do sinal de referência sobre o sinal de controle. Ao considerar a relação entre as entradas r (ponto de ajuste) e y (realimentação) e a saída u (sinal de controle) de um controlador PID de 2-DOF em tempo contínuo, a equação da saída u será:

$$u = K_p(b \cdot r - y) + \frac{K_i}{s}(r - y) + K_d s(c \cdot r - y) \quad (14)$$

Se forem definidos $b = 0$ e $c = 0$, as alterações no ponto de ajuste r não se propagam diretamente para os termos proporcional ou derivativo em u . O controlador com $b = 0$ e $c = 0$ é chamado de controlador do tipo I-PD e é usado para melhorar a rejeição de perturbações. A Tabela 4 apresenta os valores dos termos b e c e suas respectivas ações em cada tipo de controlador.

Tabela 4 — Valores dos pesos b e c para cada tipo de controlador

Controlador	Peso b	Peso c	Observação
I-PD	0	0	Referência só entra no integrador
ID-P	0	1	Derivada atua na referência
PI-D	1	0	Derivada só na saída
I-PDF	0	0	Igual ao I-PD, mas com filtro derivativo
IDF-P	0	1	Igual ao ID-P, mas com filtro derivativo
PIDF2	$b \neq 1$	$c \neq 1$	Ajuste fino para desempenho

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

Já a Tabela 5 apresenta as demais variações dos controladores de dois graus de liberdade com pesos de pontos de ajuste fixos.

Tabela 5 — Controladores com dois graus de liberdade com pesos de pontos de ajuste fixos

Tipo	Ação do controlador	Fórmula do controlador de tempo contínuo (forma paralela)
I-PD	PID de dois graus de liberdade com $b=0$ e $c=0$	$u = -K_p \cdot y + \frac{K_i}{s}(r - y) - K_d s \cdot y$
I-PDF	PIDF de dois graus de liberdade com $b=0$ e $c=0$	$u = -K_p \cdot y + \frac{K_i}{s}(r - y) - K_d \frac{s}{T_f s + 1} \cdot y$
ID-P	Controlador PID de dois graus de liberdade com $b=0$ e $c=1$	$u = -K_p \cdot y + \frac{K_i}{s}(r - y) - K_d s \cdot (r - y)$
IDF-P	PIDF de dois graus de liberdade com $b=0$ e $c=1$	$u = -K_p \cdot y + \frac{K_i}{s}(r - y) - K_d \frac{s}{T_f s + 1} \cdot (r - y)$
PI-D	Controlador PID de dois graus de liberdade com $b=1$ e $c=0$	$u = K_p \cdot (r - y) + \frac{K_i}{s}(r - y) - K_d s \cdot y$
PI-DF	PIDF de dois graus de liberdade com $b=1$ e $c=0$	$u = K_p \cdot (r - y) + \frac{K_i}{s}(r - y) - K_d \frac{s}{T_f s + 1} \cdot y$

Fonte: adaptada de *Mathworks* (2026).

Sendo:

$$\left\{ \begin{array}{l} K_p - \text{Ganho termo Proporcional} \\ K_i - \text{Ganho do termo Integral} \\ K_d - \text{Ganho do termo Derivativo} \\ T_f - \text{Tempo de filtro derivativo} \\ r - \text{Entrada (ponto de ajuste)} \\ y - \text{Realimentação} \\ u - \text{Saída (sinal de controle)} \\ b - \text{Peso de referência no termo proporcional} \\ c - \text{Peso de referência no termo derivativo} \end{array} \right.$$

3 ESTRATÉGIA DE CONTROLE PID APLICADA AO SISTEMA

A operação de um eletrolisador alimentado por uma fonte fotovoltaica exige um sistema de controle capaz de lidar com a dinâmica não linear da carga e, simultaneamente, eliminar rapidamente perturbações externas. O objetivo principal da malha de controle é regular o ciclo de trabalho do conversor *Buck*, de modo que a tensão de saída permaneça constante em um valor de referência, independentemente das flutuações da irradiância solar ou das variações na célula eletrolítica. Este capítulo descreve os métodos clássicos de sintonia de controladores PID, bem como a robustez e a estabilidade de cada variação desse tipo de controlador, a fim de atender ao objetivo principal citado.

3.1 Métodos clássicos de sintonia de controladores PID

A sintonia de um controlador PID consiste em determinar os ganhos das ações proporcional (K_P), integral (K_I) e derivativa (K_D) de modo a garantir um desempenho adequado do sistema. Uma sintonia incorreta pode levar a oscilações indesejadas, instabilidade ou resposta lenta. Por isso, métodos de sintonia são objeto de intensa pesquisa, tanto em abordagens clássicas quanto em modernas. A sintonia adequada dos parâmetros do controlador PID é fundamental para garantir um desempenho ótimo e estável em aplicações industriais. A escolha dos parâmetros influencia características como o tempo de resposta, o sobressinal, a estabilidade e a rejeição a distúrbios. As principais técnicas de sintonia utilizadas na prática e suas tendências recentes, baseadas na literatura científica (O'Dwyer, 2009; Borase et al., 2021; Viola, 2023), são descritas a seguir:

3.1.1 Métodos Clássicos Empíricos

a) Método de Ziegler-Nichols

Proposto em 1942, apresenta duas abordagens:

1. Método da Curva de Reação (Método do Degrau), em que se aplica um degrau na entrada e se determina o ponto de inflexão da resposta. A partir dos parâmetros de tempo morto (L) e da constante de tempo do processo (T), quando a inclinação da curva de reação atinge 63,2 %, calculam-se os ganhos PID com base nas fórmulas apresentadas na Tabela 6.

Tabela 6 — Parâmetros PID do primeiro método de Ziegler-Nichols

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

Fonte: adaptada de Ogata (2010).

2. Método da Oscilação Sustentada (Método de Ganho Crítico): Zeram-se os termos integral e derivativo; eleva-se o ganho crítico (K_P) até que o sistema oscile com amplitude constante. O valor de (K_P) corresponde ao ganho crítico (K_{cr}) e o período de oscilação (P_{cr}) serve de base para definir os parâmetros PID, como mostra a Tabela 7.

Tem como vantagens a simplicidade e a praticidade. Porém, sua maior desvantagem é provocar comportamento agressivo, ou seja, muito oscilatório.

Tabela 7 — Parâmetros PID do segundo método de Ziegler-Nichols

Tipo de controlador	K_P	T_i	T_d
P	$\frac{K_{cr}}{2}$	∞	0
PI	$0,45 \cdot K_{cr}$	$\frac{P_{cr}}{1,2}$	0
PID	$0,6 \cdot K_{cr}$	$\frac{P_{cr}}{2}$	$\frac{P_{cr}}{8}$

Fonte: adaptada de Ogata (2010).

b) Método de *Cohen-Coon*

Também com base na resposta ao degrau, o método de *Cohen-Coon* é direcionado a processos de primeira ordem com atraso morto considerável. Apresenta fórmulas ajustadas para os ganhos proporcional, integral e derivativo, considerando a razão entre o tempo morto e a constante de tempo do sistema. Tem como principal vantagem o melhor desempenho em processos lentos e, como desvantagem, a sujeição a oscilações em processos de resposta rápida.

3.1.2 Sintonia por Métodos Analíticos

Este tipo de sintonia utiliza um modelo matemático do processo (função de transferência ou modelo em espaço de estados) para determinar os parâmetros PID por meio de análises, como a localização dos polos, o ganho permitido, entre outros. Geralmente, emprega um *software* numérico, como o *MATLAB*, para otimizar os ganhos.

3.1.3 Métodos Computacionais e Inteligentes

Nos últimos anos, técnicas modernas foram empregadas na sintonia automática, tais como Algoritmos de Otimização (Algoritmo Genético - GA, Otimização por Enxame de Partículas - PSO, Otimização por Enxame de Partículas Adaptativa - APSO) que buscam a combinação de parâmetros que otimize critérios de desempenho (ISE, IAE, ITAE, ITSE), Lógica *Fuzzy* que ajusta dinamicamente os ganhos PID em função do erro e sua derivada e Redes Neurais e Aprendizado de Máquina que se adaptam a sistemas complexos e não lineares, permitindo sintonia em tempo real (Beytir; Yildiz; Göktaş, 2022).

3.1.4 Sintonia Auto-Adaptativa (*Auto-tuning*)

Controladores com autoajuste incorporado monitoram a resposta do processo, calculam automaticamente os ganhos e efetuam ajustes periódicos, sem intervenção do operador. Essa abordagem é cada vez mais adotada no controle digital e em sistemas embarcados industriais. Suas vantagens são a redução de erros humanos e o aumento da robustez diante de mudanças no processo.

3.1.5 Sintonia Experimental

Ainda muito utilizada na indústria, a sintonia experimental consiste em ajustar os parâmetros empiricamente, observando a resposta do sistema com base na experiência do operador, por meio de tentativa e erro. A simplicidade desta sintonia é a sua principal vantagem. No entanto, sua execução pode ser demorada e depende da experiência do executante, podendo não se obter a sintonia ótima.

A Tabela 8 apresenta um resumo das técnicas de sintonia de controladores PID.

Tabela 8 — Resumo das técnicas de sintonia de controladores PID

Técnica	Vantagens	Desvantagens
Ziegler-Nichols	Simples, direta	Pode causar oscilações indesejadas
Cohen-Coon	Adequado para processos lentos	Não se adapta bem a dinâmicas rápidas
Analítica/<i>Softwares</i>	Precisa para sistemas modelados	Requer conhecimento e ferramentas
Otimização/Fuzzy/AI	Ótima para sistemas complexos	Exige maior capacidade computacional
<i>Auto-tuning</i>	Adaptativo, robusto	Pode ser menos eficaz em sistemas não lineares
Experimental	Facilidade, experiência operativa	Pode não ser ótima ou reproduzível

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

3.2 Robustez e estabilidade do controlador PID

A robustez e a estabilidade são critérios fundamentais na análise e no projeto de sistemas de controle. Um controlador PID bem sintonizado deve garantir que o sistema permaneça estável diante de perturbações e incertezas, mantendo um desempenho satisfatório mesmo diante de variações nos parâmetros do processo. Enquanto a estabilidade assegura que o sistema não entre em comportamento divergente, a robustez garante que pequenas variações ou erros de modelagem não comprometam o desempenho global.

A estabilidade de um sistema controlado por PID pode ser analisada por diferentes métodos, entre os quais se destacam os apresentados na Tabela 9.

Tabela 9 — Resumo comparativo dos métodos de estabilidade

Método de Estabilidade	Domínio	O que avalia	Vantagens	Limitações
Critério de Routh–Hurwitz	Tempo / s-domínio	Verifica estabilidade absoluta sem calcular raízes	Simples, direto e analítico	Não fornece margens de estabilidade; limitado para sistemas de alta ordem
Lugar das Raízes (Root Locus)	Tempo / Frequência	Movimento dos polos conforme variação do ganho	Intuitivo, visual e útil para ajuste de K_p , K_i , K_d	Pode ser difícil de interpretar em sistemas complexos
Margens de Ganho e Fase (Bode)	Frequência	Estabilidade robusta e tolerância a variações	Amplamente usado em PID; fornece margens claras	Não captura todas as incertezas estruturais
Diagrama de Nyquist	Frequência	Estabilidade absoluta e robustez frente a incertezas	Método mais completo para estabilidade em malha fechada	Exige interpretação cuidadosa; pode ser complexo

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

Um sistema com controlador PID instável pode gerar oscilações sustentadas ou crescimento exponencial da saída, comprometendo a segurança e a eficiência do processo.

A robustez está relacionada à capacidade do controlador de manter estabilidade e desempenho aceitáveis mesmo quando há incertezas no modelo matemático, variações nos parâmetros do processo e perturbações externas e ruídos de medição. Podem-se citar três principais características de controlador PID robusto:

- 1) Menor sensibilidade a variações paramétricas;
- 2) Respostas menos oscilatórias;
- 3) Maior margem de ganho e de fase.

Os gráficos de controladores PID robustos costumam apresentar curvas de sensibilidade, cujos picos de sensibilidade (M_S) normalmente são mantidos entre 1,3 e 2,0 em projetos industriais para garantir um compromisso adequado entre o desempenho dinâmico e a robustez do sistema, mas valores próximos de 1,0 são desejáveis sempre que possível (Skogestad; Postlethwaite, 2005). As curvas de sensibilidade mostram o quanto um sistema em malha fechada amplifica incertezas, ruídos ou perturbações. Quanto maior o pico da sensibilidade (M_S), menor a robustez do controlador PID.

A função de sensibilidade $[S(s)]$ mede como variações no modelo matemático ou na planta de processo afetam a saída do sistema de controle e é definida como:

$$S(s) = \frac{1}{1 + L(s)} \quad (15)$$

Sendo $L(s)$ a função de transferência em malha aberta.

Pode-se interpretar, em função da equação 15, que:

- Se $L(s)$ tiver uma saída elevada, a função de sensibilidade $[S(s)]$ terá um valor pequeno e, portanto, a curva de sensibilidade terá um pico pequeno, indicando que o sistema é pouco sensível a incertezas;
- Se $L(s)$ tiver uma saída de baixo valor, a função de sensibilidade $[S(s)]$ terá um valor alto e, portanto, a curva de sensibilidade terá um pico elevado, indicando que pequenas variações na entrada do modelo matemático podem causar grandes erros.

No entanto, o aspecto mais importante da curva de sensibilidade é o pico máximo (M_S), responsável por indicar o pior caso de amplificação de incertezas e seus valores típicos, usados como referência na sintonia de controladores, são:

Tabela 10 — Valores típicos do pico da sensibilidade e classificação da robustez

Valores do pico máximo (M_S)	Classificação da robustez	Breve descrição
Próximos de 1,00	Alta	Excelente rejeição a perturbações e sistema bem amortecido
Entre 1,00 e 1,30	Moderada	Robustez aceitável. Sistema estável, porém, mais sensível a perturbações e pode ocorrer sobressinal
Entre 1,30 e 2,00	Baixa	Sistema sensível com risco de degradação do desempenho e ocorrem sobressinais elevados
Infinito	Nula	Sistema instável em malha fechada e pequenas perturbações levam à divergência de resposta

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

Métodos de sintonia modernos buscam equilibrar o desempenho nominal e a robustez, evitando ajustes excessivamente agressivos que comprometam a estabilidade. Já o conceito de controlador agressivo na sintonia PID refere-se ao ajuste que prioriza a rapidez, ou seja, tempos de subida menores, respostas mais rápidas e maior ação de controle, geralmente à custa da estabilidade do processo. Métodos de sintonia, como o Ziegler-Nichols, tendem a gerar controladores mais agressivos.

Portanto, há uma relação entre sintonia e robustez, já que a escolha dos ganhos das ações proporcional (K_P), integral (K_I) e derivativa (K_D) influencia diretamente a robustez: ganhos elevados podem aumentar a rapidez da resposta, porém reduzem a margem de estabilidade; ganhos conservadores, por sua vez, aumentam a robustez, mas podem tornar a resposta mais lenta. Assim, a sintonia deve buscar um compromisso entre desempenho e robustez, considerando as características específicas do processo. Diversas técnicas de análise são utilizadas para avaliar a robustez de controladores PID tanto no domínio da frequência quanto no domínio do tempo, como, por exemplo:

- a) **Análise da função de sensibilidade:** mostra que o pico da sensibilidade (M_S) é um indicador direto da robustez, sendo os valores próximos de 1,0 considerados adequados, conforme a Tabela 10;
- b) **Análise de sensibilidade complementar:** permite avaliar a transferência de ruído para a saída, o que é especialmente relevante em controladores com ação derivativa;
- c) **Controle baseado em margem de fase e ganho:** Dorf e Bishop (2017) afirmam que margens elevadas indicam maior tolerância a variações paramétricas, o que contribui para uma estabilidade robusta. Complementarmente, o **lugar das raízes** permite visualizar o deslocamento dos polos do sistema em função das variações no ganho, identificando regiões de estabilidade e de amortecimento;
- d) No domínio do tempo, **respostas ao degrau sob perturbações** e variações de parâmetros são utilizadas para avaliar a capacidade de rejeição de distúrbios. Seborg et al. (2010) ressaltam que controladores robustos apresentam menor sobressinal, maior amortecimento e menor sensibilidade a ruídos. Técnicas baseadas em incertezas estruturadas e em critérios simplificados da **análise H_∞** também são aplicadas para quantificar os limites superiores de desempenho e de robustez.

A Tabela 11 apresenta um resumo comparativo das técnicas de avaliação de robustez. Essas técnicas permitem projetar controladores mais confiáveis em ambientes industriais complexos.

Tabela 11 — Resumo comparativo das técnicas de avaliação de robustez

Técnica	Domínio	O que avalia	Vantagens	Limitações
Função de Sensibilidade	Frequência	Rejeição de perturbações e incertezas	Medição direta de robustez	Requer análise frequencial
Sensibilidade Complementar	Frequência	Transmissão de ruído	Avalia impacto do termo derivativo	Pode superestimar ruído em processos reais
Margens de ganho e fase	Frequência	Estabilidade robusta	Fácil interpretação	Não captura todas as incertezas
Lugar das raízes	Tempo/Frequência	Deslocamento dos polos	Visual e intuitivo	Limitado para sistemas complexos
Resposta ao degrau com perturbações	Tempo	Rejeição de distúrbios	Representa comportamento real	Depende de simulações
Análise H_∞ simplificada	Frequência	Limites superiores de robustez	Formal e rigorosa	Mais complexa matematicamente

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

A evolução dos controladores PID está diretamente ligada à pesquisa interdisciplinar, que envolve engenharia de controle, ciência da computação, inteligência artificial e automação industrial. O desenvolvimento de ferramentas de sintonia automática, plataformas de simulação e ambientes de teste em tempo real é essencial para validar novas abordagens e facilitar sua adoção prática (Åström; Hägglund, 2016).

4 MODELAGEM MATEMÁTICA DOS COMPONENTES DO SISTEMA

Este capítulo apresenta uma breve definição de modelagem matemática e a forma de obter um modelo empírico do conversor do tipo *Buck*, por meio de testes de bancada no laboratório. Ao longo do capítulo, serão apresentadas considerações e justificativas sobre as equações matemáticas e as simplificações adotadas na obtenção do modelo, bem como uma simulação.

4.1 Modelagem matemática

A modelagem matemática é uma ferramenta poderosa que permite compreender e representar fenômenos do mundo real por meio de conceitos, estruturas e linguagens matemáticas. Ela funciona como uma ponte entre situações concretas e abstrações matemáticas, possibilitando a análise de problemas complexos de forma organizada e objetiva. Em um processo típico de modelagem, parte-se da observação de um problema, identifica-se quais variáveis são relevantes e estabelecem-se relações entre elas. Essas relações dão origem a um modelo, que pode assumir diversas formas, como equações, funções, gráficos ou simulações computacionais.

Uma vez construído, o modelo é testado, ajustado e validado, garantindo que represente adequadamente a realidade a ser estudada. A partir dele, é possível fazer previsões, tomar decisões e propor soluções fundamentadas. A modelagem matemática está presente em áreas como economia, biologia, engenharia, física e até nas ciências sociais, evidenciando sua versatilidade e importância. Além disso, ela estimula o pensamento crítico, a criatividade e a capacidade de resolução de problemas, competências essenciais no mundo contemporâneo. Por isso, a modelagem não é apenas uma técnica, mas também um modo de enxergar e interpretar a realidade de forma mais profunda e estruturada.

A modelagem matemática de circuitos eletrônicos é uma etapa fundamental para compreender, prever e otimizar o comportamento de sistemas elétricos antes mesmo de sua construção física. Ela consiste em traduzir componentes como resistores, capacitores, indutores, fontes e semicondutores em expressões matemáticas que descrevem suas relações de tensão, corrente e energia. A partir dessas representações, é possível analisar o desempenho do circuito, identificar limitações e propor melhorias com precisão e eficiência.

O processo geralmente começa com a aplicação das leis básicas da eletricidade, como as Leis de *Kirchhoff* e a Lei de *Ohm*, que permitem estabelecer equações que regem o

funcionamento do sistema. Em circuitos mais complexos, especialmente aqueles que envolvem componentes não lineares, utilizam-se métodos avançados, como equações diferenciais, transformadas integrais e simulações numéricas.

A modelagem matemática também é essencial para o desenvolvimento de dispositivos modernos, como amplificadores, filtros, conversores de energia e sistemas embarcados. Ela permite prever respostas transitórias, a estabilidade, o consumo de energia e o comportamento sob diferentes condições de operação. Além disso, reduz custos e tempo de desenvolvimento, já que muitos ajustes podem ser feitos virtualmente. Assim, modelar matematicamente um circuito não é apenas um exercício teórico, mas também uma ferramenta indispensável para projetar tecnologias confiáveis e inovadoras.

4.2 Modelagem matemática do conversor tipo *Buck*

Para modelar o conversor do tipo *Buck* ideal, como o da Figura 3, utilizou-se a modelagem matemática por valor médio (*Average Modeling*). A modelagem matemática por valor médio (*Average Modeling*) é uma das técnicas mais utilizadas para representar o comportamento dinâmico do conversor *Buck* sem a necessidade de analisar diretamente o chaveamento em alta frequência. Em vez de acompanhar as formas de onda pulsadas, o método suaviza as grandezas elétricas ao longo de um período de comutação, produzindo um modelo contínuo no tempo que preserva a dinâmica essencial do sistema. Essa abordagem é especialmente útil no projeto de controladores, na análise de estabilidade e na simulação eficiente de conversores CC-CC (Erickson; Maksimovic, 2020).

No conversor *Buck*, as variáveis de estado mais comuns são a corrente no indutor $i_L(t)$ e a tensão no capacitor $v_C(t)$. O circuito possui dois estados de operação: chave ligada (*on*), conforme a Figura 4, e chave desligada (*off*), conforme a Figura 5. Quando a chave está ligada, a tensão no indutor e a corrente no capacitor são dadas por:

$$v_L = V_{fonte} - v_C \rightarrow L \frac{di}{dt} = V_{fonte} - v_{saída} \quad (16)$$

$$i_C = i_L - \frac{v_C}{R} \quad (17)$$

Quando a chave está desligada (*off*), o indutor descarrega através do diodo, sendo que a equação da corrente do capacitor permanece a mesma e a equação da tensão no indutor é:

$$v_L = -v_C \quad (18)$$

A técnica de valor médio combina esses dois conjuntos de equações, ponderando-os pelo ciclo de trabalho d , que representa a fração do período em que a chave permanece ligada. Assim, a tensão média no indutor é:

$$\overline{v_L} = d(V_{in} - v_C) + (1 - d)(-v_C) \quad (19)$$

Simplificando,

$$\overline{v_L} = dV_{fonte} - v_C \quad (20)$$

Como $v_L = L \frac{di_L}{dt}$, obtém-se a equação:

$$L \frac{di_L}{dt} = dV_{fonte} - v_C \quad (21)$$

Para o capacitor, usando $i_C = C \frac{dv_C}{dt}$, temos:

$$C \frac{dv_C}{dt} = i_L - \frac{v_C}{R} \quad (22)$$

As equações a seguir, formam o modelo médio em espaço de estados do conversor *Buck*.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_L}{dt} = \frac{dV_{fonte} - v_C}{L} \\ \dots \end{array} \right. \quad (23)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dv_C}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{v_C}{R \cdot C} \end{array} \right. \quad (24)$$

Esse modelo descreve o comportamento dinâmico do conversor de forma contínua, permitindo análises de estabilidade e de resposta transitória, bem como o projeto de controladores lineares. A partir dele, também é possível obter o modelo de pequena-sinal por

meio da linearização em torno de um ponto de operação, técnica amplamente empregada em sistemas de controle de potência.

Em resumo, para um conversor *Buck* ideal, as variações de pequena escala em torno do ponto de operação são descritas por:

a) Estado 1: chave ligada $\rightarrow L \frac{di}{dt} = V_{fonte} - v_{saída}$

- a. Neste estado, a tensão na carga é menor do que a tensão de entrada (V_{fonte}), pois há uma queda de tensão no indutor (L) devido à passagem da corrente por ele, o que o mantém carregado. O diodo encontra-se polarizado na direção oposta e não participa desta etapa do circuito. A corrente elétrica da fonte de entrada atravessa a carga até o capacitor (C) se carregar.

b) Estado 2: chave desligada $\rightarrow L \frac{di}{dt} = -v_{saída}$

- a. No estado de chave desligada, a tensão de entrada (V_{fonte}) é bloqueada em relação à carga, e a fonte não fornece corrente. Como o indutor (L) e o capacitor (C) estão carregados em função do estado 1 (chave ligada), a carga é alimentada pelo diodo, que agora está diretamente polarizado, e o par LC descarrega.

c) Saída do conversor $\rightarrow C \frac{dv_{saída}}{dt} = i_L - \frac{v_{saída}}{R}$

A tensão de saída do conversor *Buck* ($V_{saída}$) está relacionada com a tensão de entrada (V_{in}), de acordo com Rashid (2014) e Erickson e Maksimovic (2020), pela equação:

$$V_{saída} = D \cdot V_{fonte} \quad (25)$$

O período do estado 1, com a chave ligada, pode ser simbolizado por T_{on} , e o período do estado 2, por T_s , de modo que o período total do sinal de chaveamento será a soma dos dois períodos. A razão entre os períodos de chaveamento é chamada de ciclo de trabalho (D), conforme a equação a seguir.

$$D = \frac{T_{on}}{T_s} \quad (26)$$

A modelagem por valor médio tornou-se uma ferramenta indispensável no estudo de conversores, pois equilibra a simplicidade matemática e a precisão, sendo amplamente utilizada em pesquisas, simulações e aplicações industriais.

4.2.1 Função de transferência do conversor tipo *Buck*

A função de transferência é uma ferramenta fundamental na análise e no projeto de sistemas dinâmicos, especialmente no controle automático e em circuitos elétricos. Ela descreve matematicamente a relação entre a entrada e a saída de um sistema linear e invariante no tempo, expressa no domínio da frequência ou no domínio de Laplace. A partir da equação diferencial que governa o sistema, aplica-se a Transformada de Laplace e, assumindo condições iniciais nulas, obtém-se a razão entre a saída $Y(s)$ e a entrada $X(s)$, definida como $G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)}$.

Essa representação permite analisar o comportamento do sistema de forma simplificada, destacando os polos e zeros que determinam a estabilidade, a velocidade de resposta e as características transitórias.

A função de transferência também facilita o estudo de sistemas em malha aberta e fechada, permitindo prever como o sistema reagirá a perturbações ou a mudanças na entrada. Além disso, ela é essencial para o projeto de controladores, como controladores PID, compensadores de avanço e de atraso e filtros. No domínio da frequência, sua representação em diagramas de *Bode*, *Nyquist* ou *Nichols* fornece uma visão intuitiva do ganho e da fase ao longo do espectro, auxiliando na avaliação da robustez e da margem de estabilidade. Por sua versatilidade e clareza, a função de transferência tornou-se uma das ferramentas mais importantes na engenharia de controle e na modelagem de sistemas dinâmicos.

Assim, no conversor *Buck*, a função de transferência que relaciona o ciclo de trabalho à tensão de saída é uma ferramenta essencial para analisar o comportamento dinâmico do conversor e projetar sistemas de controle (Erickson; Maksimovic, 2020). Partindo do modelo médio, o conversor *Buck* ideal apresenta a relação estática $V_{saída} = D \cdot V_{fonte}$, em que D é o ciclo de trabalho, que varia entre 0 e 1. No entanto, para estudar a resposta dinâmica, utiliza-se o modelo de pequeno sinal, obtido pela linearização das equações médias em torno do ponto de operação. Esse processo resulta em um sistema de segunda ordem que descreve como pequenas variações no ciclo de trabalho $\hat{D}(t)$ afetam a tensão de saída, agora denominada $\hat{V}_o(t)$. A função de transferência resultante é:

$$G_B(s) = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{D}(s)} = \frac{\frac{V_{fonte}}{LC}}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{1}{LC}} = \frac{V_{fonte}}{LCs^2 + \frac{L}{R}s + 1} \quad (27)$$

Para determinar a função de transferência numérica do conversor *Buck*, é necessário conhecer as especificações de cada componente. De acordo com Erickson e Maksimovic (2020), um projeto de engenharia deve seguir alguns passos, e o primeiro deles é definir as especificações do projeto. Silva (2025a) descreve os parâmetros desejados para o conversor *Buck*, apresentados na Tabela 12.

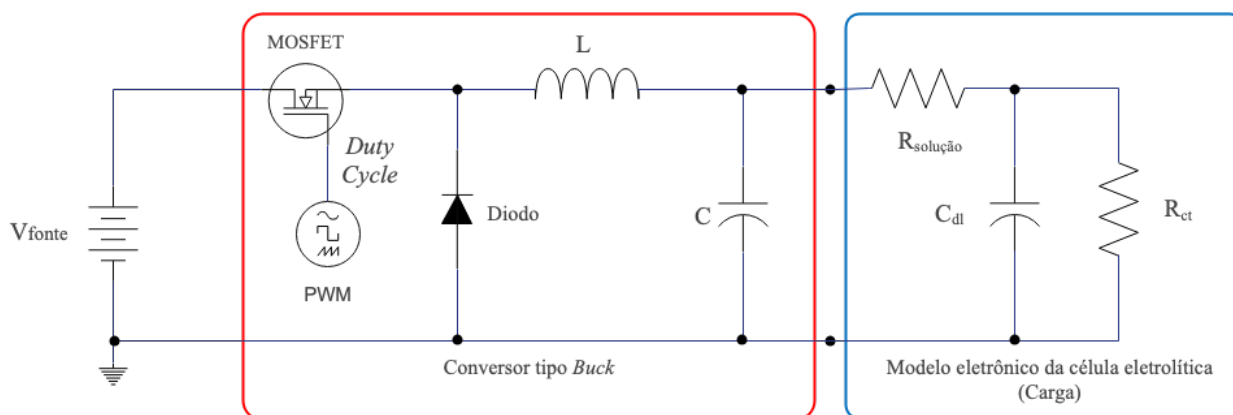
Tabela 12 — Parâmetros desejados para o conversor *Buck*

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	≥ 20 kHz

Fonte: Silva (2025a).

Embora esses fossem os parâmetros inicialmente especificados, o circuito foi montado com os componentes eletrônicos disponíveis no laboratório de energias do Campus de Engenharias e Ciências Agrárias (CECA) da UFAL. Para implementar o modelo do conversor *Buck*, utilizaram-se o circuito da Figura 6 e os valores mais próximos aos desejados. As simulações apresentadas no capítulo 5 foram realizadas considerando esses componentes efetivamente empregados.

Figura 6 — Circuito eletrônico do conversor *Buck* e da célula eletrolítica



Fonte: elaborada pelo autor (2026).

A seguir, os valores dos componentes usados no laboratório de energias do CECA:

$$\begin{cases} V_{fonte} = 20 \text{ V} \\ R = 1 \, \Omega \\ L = 50 \, \mu\text{H} \\ C = 2000 \, \mu\text{F} \end{cases}$$

O valor de R corresponde à impedância resultante dos componentes do modelo eletrônico da célula eletrolítica, mostrado na Figura 2.

A função de transferência do conversor *Buck* (G_B) será:

$$G_B(s) = \frac{V_{fonte}}{L \cdot C s^2 + \frac{L}{R} s + 1} \therefore G_B(s) = \frac{20}{0,0000001s^2 + 0,00005s + 1} \quad (28)$$

Melhorando a apresentação da função de transferência, $G_B(s)$ será:

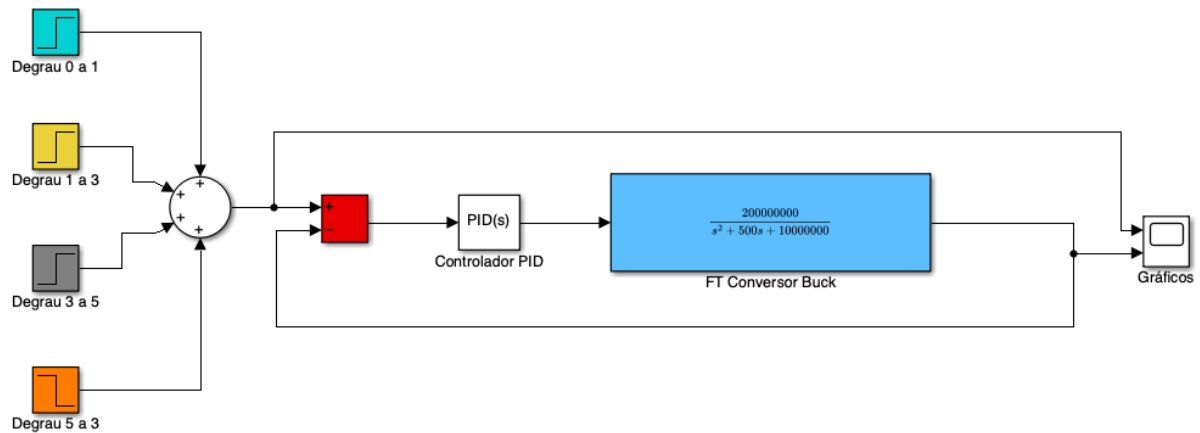
$$G_B(s) = \frac{200000000}{s^2 + 500s + 10000000} \quad (29)$$

Essa expressão indica que o conversor *Buck* possui dois polos reais ou complexos, dependendo da carga, e não apresenta zeros na versão ideal. Em baixas frequências, o ganho tende a V_{in} , enquanto, em altas frequências, o sistema decai a -40 dB/década, típico de sistemas de segunda ordem. Essa função de transferência é amplamente utilizada para projetar compensadores, como controladores do tipo PI ou compensadores de avanço-atraso, garantindo a estabilidade e a resposta rápida da tensão de saída. Além disso, sua análise por meio de diagramas de *Bode* permite avaliar, se necessário, a margem de fase, a margem de ganho e a robustez do sistema.

4.3 Modelo matemático do sistema com o controlador PID

Com auxílio do programa *Simulink* do *MATLAB*, versão R2026a, foi elaborado o diagrama de blocos da Figura 7.

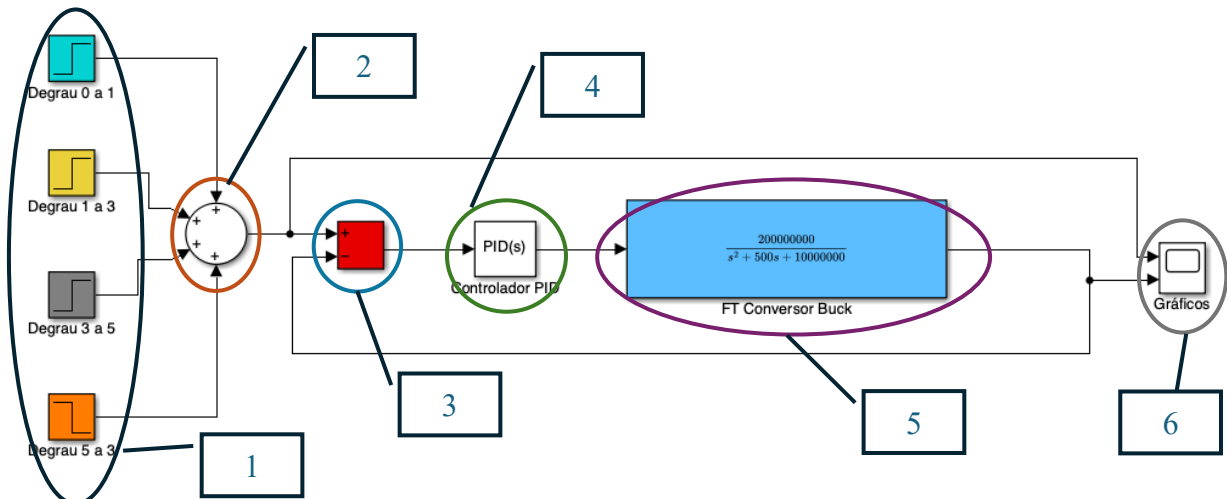
Figura 7 — Diagrama de blocos da malha de controle do conversor *Buck*



Fonte: elaborada pelo autor (2026).

A Figura 8 identifica os componentes do diagrama de blocos mencionado.

Figura 8 — Identificação dos componentes do diagrama de blocos da malha de controle



Fonte: elaborada pelo autor (2026).

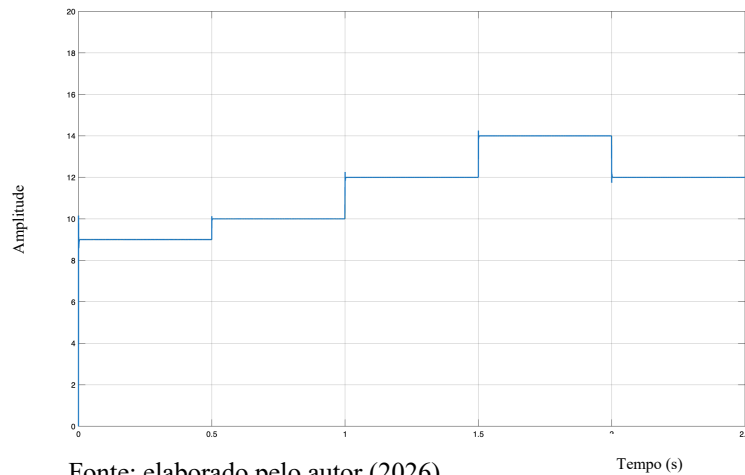
Sendo:

- 1) Entrada do diagrama de blocos (quatro geradores de degrau);
- 2) Bloco somador de sinal;
- 3) Bloco subtrator de sinal;
- 4) Controlador PID do *Simulink*;
- 5) Função de transferência do conversor *Buck*;
- 6) Bloco que exibe os gráficos de entrada e de saída do diagrama de blocos.

Para realizar a primeira sintonia do controlador, utilizou-se um degrau de 0 a 1 na entrada do modelo matemático. Ao utilizar a opção de autossintonia do controlador, o *Simulink* ajustou o ganho proporcional (K_p) para 0,383, o tempo integral (T_i) para 482,405 segundos e o tempo derivativo (T_d) para $6,577 \times 10^{-5}$ segundos.

O arranjo do bloco PID utilizado foi em paralelo, e o gráfico de resposta a quatro degraus na entrada da malha de controle é apresentado no Gráfico 1.

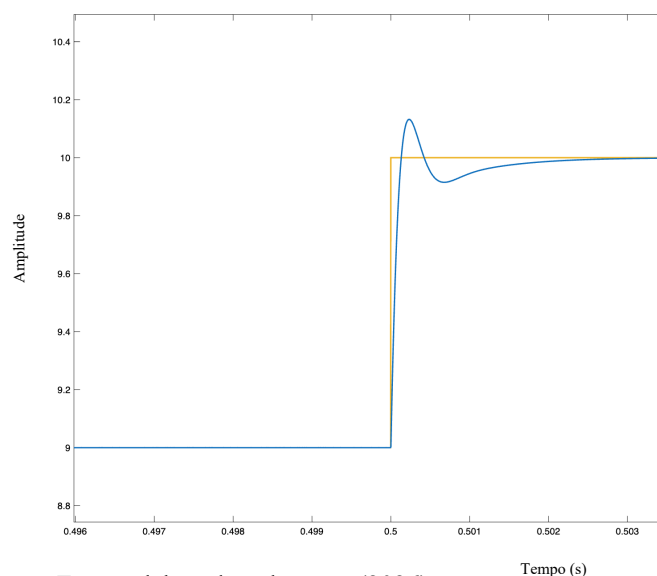
Gráfico 1 — Sinal de saída do diagrama de blocos



Fonte: elaborado pelo autor (2026).

Com melhor resolução, no Gráfico 2 é possível visualizar o degrau, na cor amarela, variando de 9 a 10 e a curva de reação, em azul, da saída do controlador PID, que corrige para o novo ponto desejado, evidenciando a operacionalidade do controlador diante dos distúrbios do sistema e validando o modelo matemático.

Gráfico 2 — Curva de reação do sistema, com controlador PID, mediante um degrau na entrada



Fonte: elaborado pelo autor (2026).

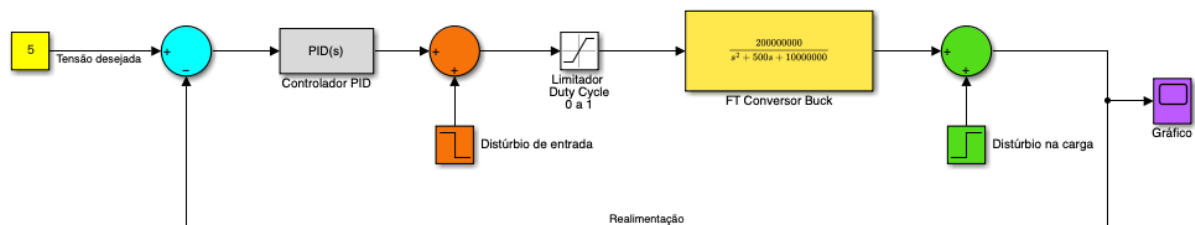
5 SIMULAÇÕES EM MALHA FECHADA

Este capítulo apresenta a metodologia do trabalho: uma análise comparativa detalhada do desempenho de diversos controladores PID aplicados ao controle da tensão de saída de um conversor *Buck* destinado a alimentar uma célula eletrolítica. O objetivo central das simulações é identificar qual controlador oferece o melhor compromisso entre rapidez, estabilidade, baixa oscilação, robustez e precisão, mantendo a tensão constante mesmo diante de distúrbios.

5.1 Diagrama de blocos do modelo matemático usado no *Simulink*

Para realizar as simulações, foi montado no *Simulink* do *MATLAB*, versão R2026a, o diagrama de blocos da Figura 9. Uma vez que a célula eletrolítica do laboratório de energias precisa de uma tensão de 5 Vcc e uma corrente contínua de 4 A, valores necessários para a produção de hidrogênio por eletrólise, como premissa, a tensão de saída do conversor *Buck* precisa ser controlada para a tensão mencionada. Assim, o controlador PID atuará no ciclo de trabalho do conversor *Buck*, variando entre 0 e 1, para que o conversor mantenha a tensão de saída constante, mesmo diante de distúrbios na fonte de alimentação, como a passagem de uma nuvem sobre as células fotovoltaicas que fornecem energia elétrica ao sistema ou sobre a célula eletrolítica, que é a carga do sistema.

Figura 9 — Diagrama de blocos do sistema de controle de tensão do conversor *Buck*



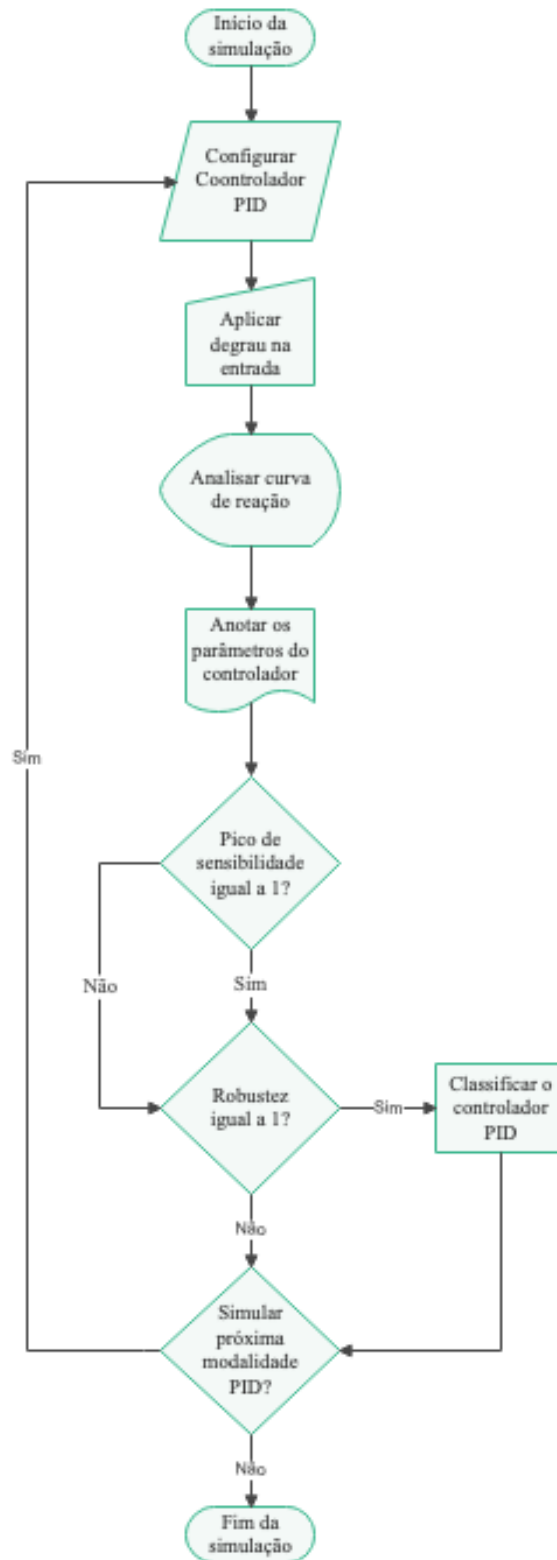
Fonte: elaborada pelo autor (2026).

5.2 Simulações realizadas no diagrama de blocos do sistema

O método utilizado nas simulações no *Simulink* consistiu em aplicar um degrau (*step*) na entrada do diagrama de blocos da Figura 9, analisar a curva de reação do sistema e substituir o controlador PID por algumas de suas variações mencionadas na Tabela 1 do subitem 2.4.2.5 desta dissertação, repetindo a sequência. Com a curva de reação traçada pelo aplicativo *PID Tuner* do *Simulink* do *MATLAB*, com base na função de transferência do conversor *Buck*, foi possível analisar a estabilidade e a robustez do controlador utilizado e comparar os resultados de cada tipo de controlador PID, a fim de definir o mais adequado para a aplicação proposta.

O fluxograma da Figura 10 resume a metodologia utilizada para simular as 18 modalidades do controlador PID no *Simulink* do *MATLAB*.

Figura 10 — Fluxograma da simulação das modalidades de controlador PID



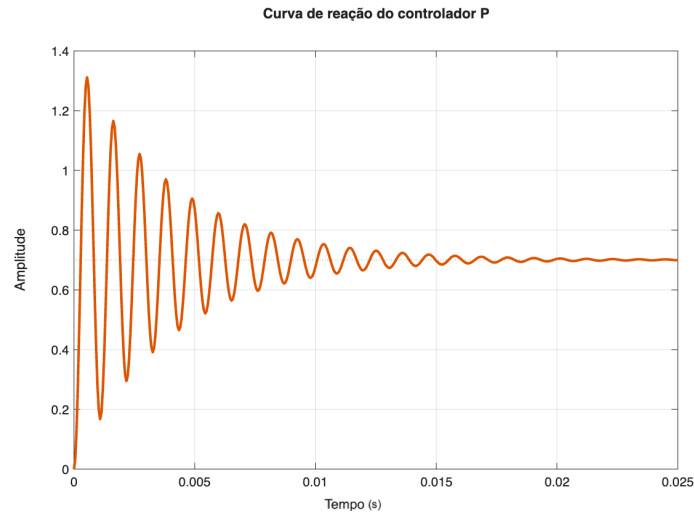
Fonte: elaborada pelo autor (2026).

5.2.1 Simulação com controladores PID de primeira ordem

Nestas simulações, foram utilizados os controladores dos tipos P, I, PI, PD, PID, PDF e PIDF, todos com ação em paralelo. Os resultados foram estes:

1) Controlador P

Gráfico 3 — Curva de reação a um degrau de um controlador tipo P



Fonte: elaborado pelo autor (2026).

Tabela 13 — Parâmetros do controlador P após simulação

Parâmetros do controlador (após sintonia)	
K_p	0,11702
K_i	-
K_d	-
T_f	-

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

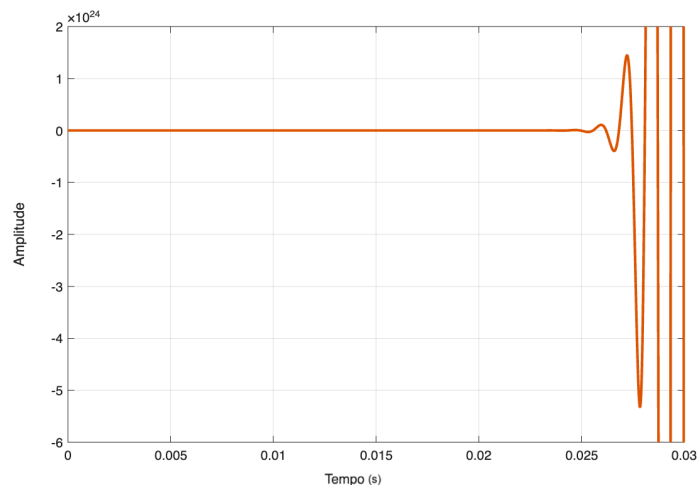
Tabela 14 — Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador P após simulação

Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador (após sintonia)	
Tempo de subida	0,00019 s
Tempo de acomodação	0,01530 s
Sobressinal	87,30000 %
Pico máximo (Ms)	1,31000
Estabilidade em malha fechada	Estável

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

2) Controlador I

Gráfico 4 — Curva de reação a um degrau de um controlador tipo I
Curva de reação do controlador I



Fonte: elaborado pelo autor (2026).

Tabela 15 — Parâmetros do controlador I após simulação

Parâmetros do controlador (após sintonia)	
K_p	-
K_i	674,5373
K_d	-
T_f	-

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

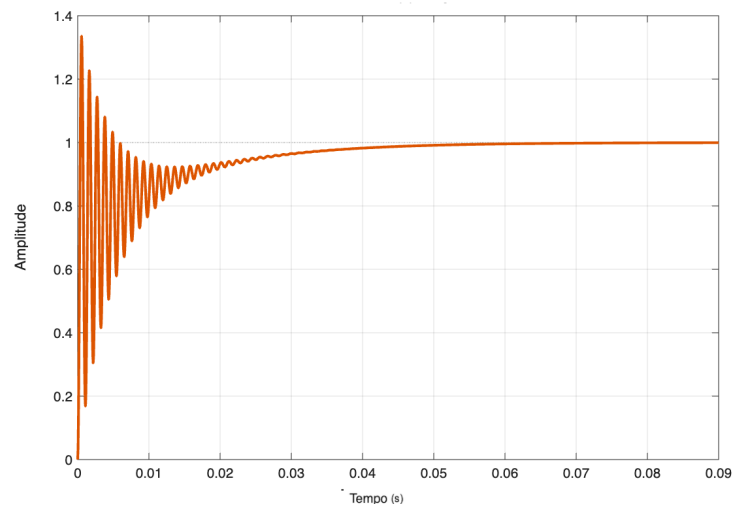
Tabela 16 — Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador I após simulação

Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador (após sintonia)	
Tempo de subida	Não é um número (NaN)
Tempo de acomodação	Não é um número (NaN)
Sobressinal	Não é um número (NaN)
Pico máximo (Ms)	Infinito
Estabilidade em malha fechada	Instável

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

3) Controlador PI

Gráfico 5 — Curva de reação a um degrau de um controlador tipo PI
Curva de reação do controlador PI



Fonte: elaborado pelo autor (2026).

Tabela 17 — Parâmetros do controlador PI após simulação

Parâmetros do controlador (após sintonia)	
K_p	0,11700
K_i	11,80380
K_d	-
T_f	-

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

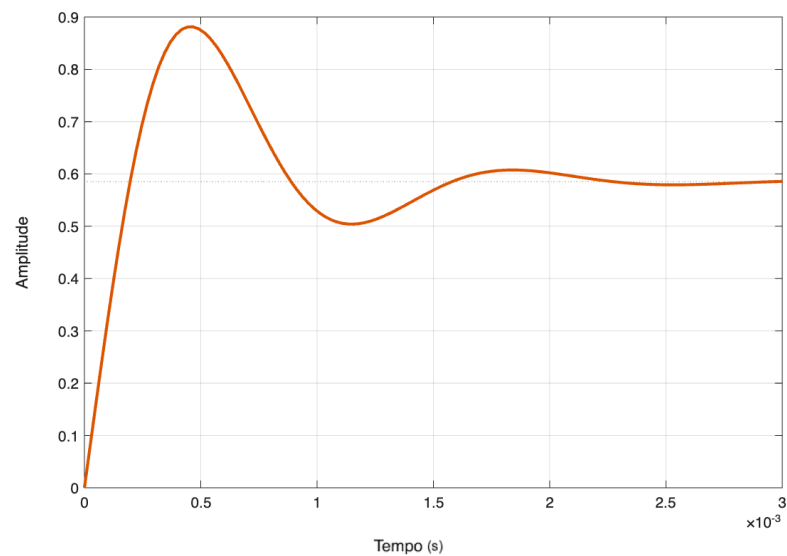
Tabela 18 — Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador PI após simulação

Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador (após sintonia)	
Tempo de subida	0,00024 s
Tempo de acomodação	0,03830 s
Sobressinal	33,60000 %
Pico máximo (Ms)	1,340000
Estabilidade em malha fechada	Estável

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

4) Controlador PD

Gráfico 6 — Curva de reação a um degrau de um controlador tipo PD
Curva de reação do controlador PD



Fonte: elaborado pelo autor (2026).

Tabela 19 — Parâmetros do controlador PD após simulação

Parâmetros do controlador (após sintonia)	
K_p	0,07054
K_i	-
K_d	$1,61980 \times 10^{-5}$
T_f	-

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

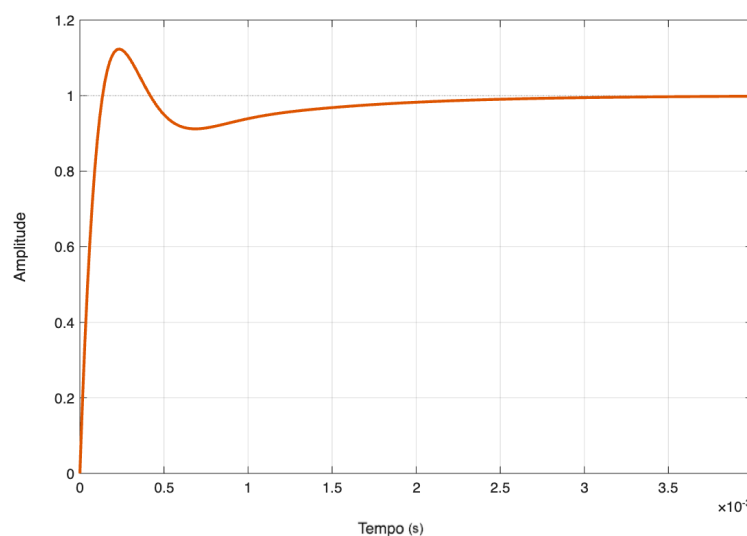
Tabela 20 — Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador PD após simulação

Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador (após sintonia)	
Tempo de subida	0,00015 s
Tempo de acomodação	0,00208 s
Sobressinal	50,60000 %
Pico máximo (Ms)	0,88100
Estabilidade em malha fechada	Estável

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

5) Controlador PID

Gráfico 7 — Curva de reação a um degrau de um controlador tipo PID
Curva de reação do controlador PID



Fonte: elaborado pelo autor (2026).

Tabela 21 — Parâmetros do controlador PID após simulação

Parâmetros do controlador (após sintonia)	
K_p	0,37504
K_i	418,68340
K_d	$6,59370 \times 10^{-5}$
T_f	-

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

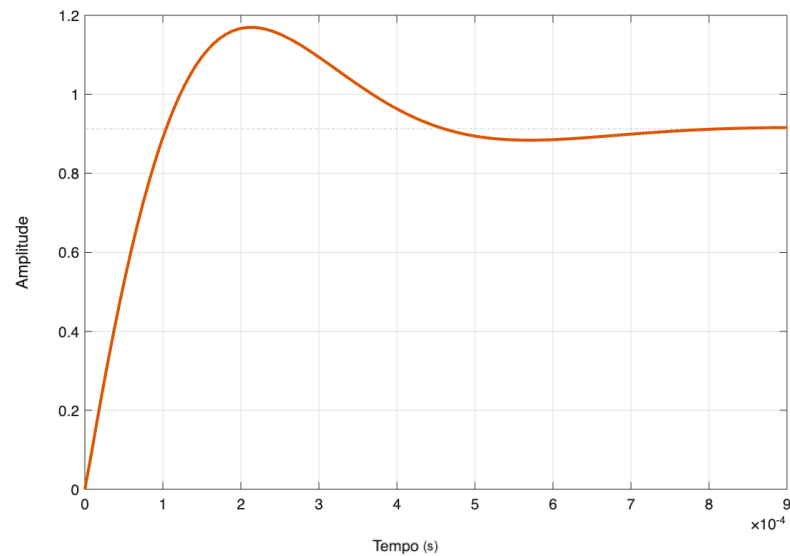
Tabela 22 — Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador PID após simulação

Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador (após sintonia)	
Tempo de subida	$9,99000 \times 10^{-5} \text{ s}$
Tempo de acomodação	0,00189 s
Sobressinal	12,30000 %
Pico máximo (Ms)	1,12000
Estabilidade em malha fechada	Estável

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

6) Controlador PDF

Gráfico 8 — Curva de reação a um degrau de um controlador tipo PDF
Curva de reação do controlador PDF



Fonte: elaborado pelo autor (2026).

Tabela 23 — Parâmetros do controlador PDF após simulação

Parâmetros do controlador (após sintonia)	
K_p	0,52305
K_i	-
K_d	$5,84600 \times 10^{-5}$
T_f	$6,04340 \times 10^{-7}$

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

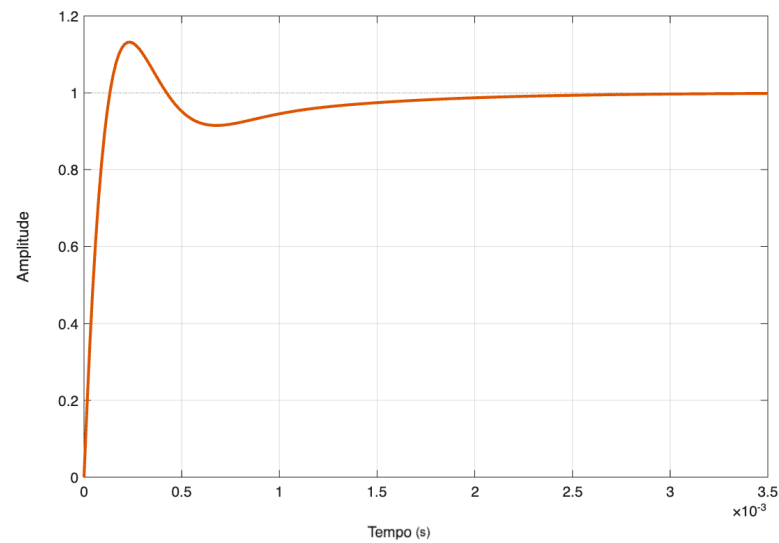
Tabela 24 — Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador PDF após simulação

Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador (após sintonia)	
Tempo de subida	$8,02000 \times 10^{-5} \text{ s}$
Tempo de acomodação	0,00067 s
Sobressinal	28,10000 %
Pico máximo (Ms)	1,17000
Estabilidade em malha fechada	Estável

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

7) Controlador PIDF

Gráfico 9 — Curva de reação a um degrau de um controlador tipo PIDF
Curva de reação do controlador PIDF



Fonte: elaborado pelo autor (2026).

Tabela 25 — Parâmetros do controlador PIDF após simulação

Parâmetros do controlador (após sintonia)	
K_p	0,38326
K_i	482,40530
K_d	6,57710 x 10 ⁻⁵
T_f	6,04340 x 10 ⁻⁷

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

Tabela 26 — Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador PIDF após simulação

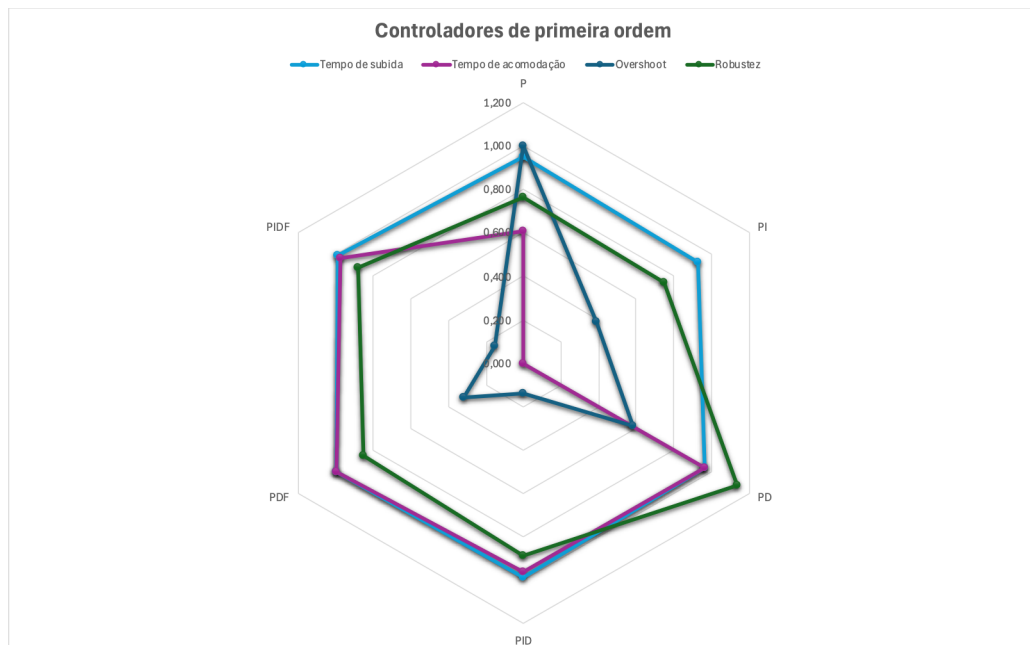
Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador (após sintonia)	
Tempo de subida	9,81000 x 10 ⁻⁵ s
Tempo de acomodação	0,00168 s
Sobressinal	13,20000 %
Pico máximo (Ms)	1,13000
Estabilidade em malha fechada	Estável

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

5.2.1.1 Análise dos resultados dos controladores PID de primeira ordem

O Gráfico 10 revela diferenças entre os controladores P, PI, PD, PID e PDF, em relação à estabilidade e à robustez, dois pilares essenciais para o desempenho de sistemas dinâmicos. Cada métrica apresentada (tempo de subida, tempo de acomodação, sobressinal e robustez) contribui para uma compreensão integrada do comportamento de cada controlador. O controlador PI apresenta um desempenho mais suave, com sobressinal reduzido, o que favorece a estabilidade em sistemas sensíveis a oscilações. Sua resposta tende a ser mais conservadora, o que o torna um candidato sólido quando a prioridade é evitar variações bruscas. Já o PD apresenta respostas rápidas, mas com maior tendência a oscilações, o que compromete a estabilidade em cenários mais exigentes. O PID clássico surge como o controlador mais equilibrado: combina rapidez, baixo sobressinal e bom tempo de acomodação, oferecendo robustez superior diante de perturbações. Ele se destaca como o melhor controlador no conjunto geral, especialmente quando o sistema precisa manter um desempenho consistente mesmo diante de distúrbios. O controlador PDF, por sua vez, apresenta bom desempenho em filtragem e suavização, mas pode perder estabilidade em situações de resposta rápida. Assim, embora útil em ambientes ruidosos, não supera o PID em robustez global.

Gráfico 10 — Síntese dos resultados de estabilidade e de robustez dos controladores 1-DOF

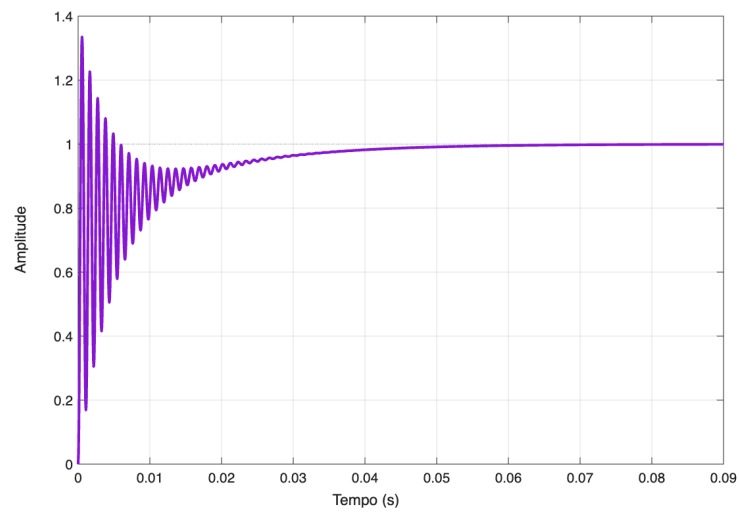


Fonte: elaborado pelo autor (2026).

5.2.2 Simulação com controladores PID de segunda ordem

Nas simulações, foram utilizados os controladores dos tipos PI2, PD2, PID2, PDF2 e PIDF2, todos com ação de controle em paralelo. Os resultados foram estes:

1) Controlador PI2

Gráfico 11 — Curva de reação a um degrau de um controlador tipo PI2
Curva de reação do controlador PI2

Fonte: elaborado pelo autor (2026).

Tabela 27 — Parâmetros do controlador PI2 após simulação

Parâmetros do controlador (após sintonia)	
K_p	0,11700
K_i	11,80380
K_d	-
T_f	-
b	1,00000
c	-

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

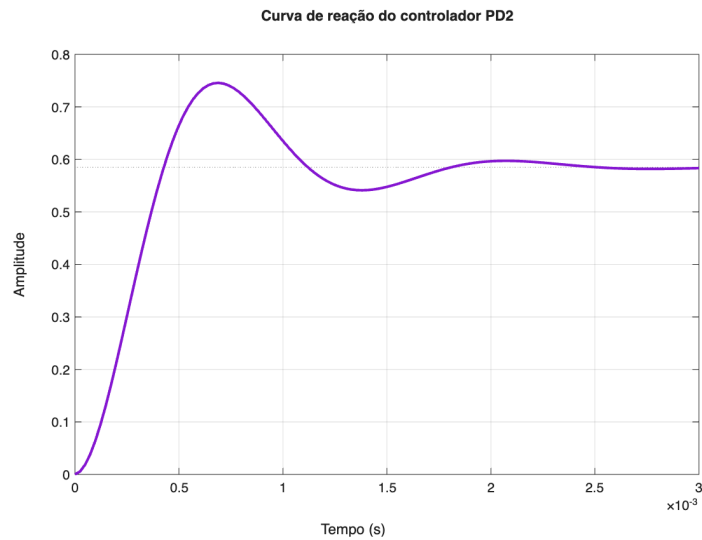
Tabela 28 — Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador PI2 após simulação

Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador (após sintonia)	
Tempo de subida	0,00024 s
Tempo de acomodação	0,03830 s
Sobressinal	33,60000 %
Pico máximo (Ms)	1,34000
Estabilidade em malha fechada	Estável

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

2) Controlador PD2

Gráfico 12 — Curva de reação a um degrau de um controlador tipo PD2



Fonte: elaborado pelo autor (2026).

Tabela 29 — Parâmetros do controlador PD2 após simulação

Parâmetros do controlador (após sintonia)	
K_p	0,07054
K_i	-
K_d	$1,61980 \times 10^{-5}$
T_f	-
b	1,00000
c	0,02014

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

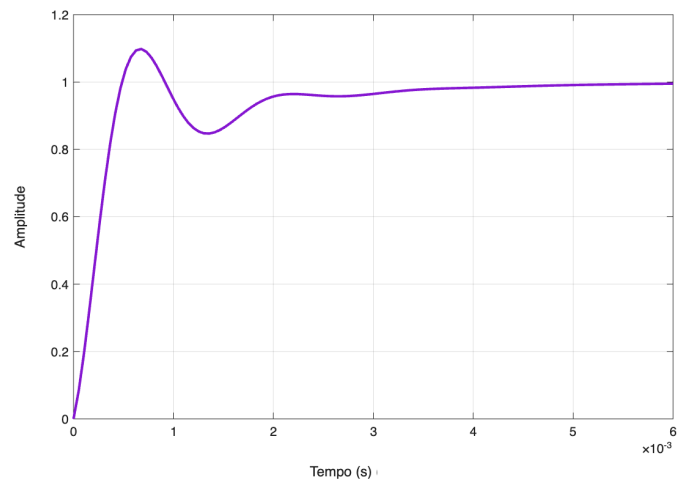
Tabela 30 — Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador PD2 após simulação

Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador (após sintonia)	
Tempo de subida	0,00029 s
Tempo de acomodação	0,00212 s
Sobressinal	27,40000 %
Pico máximo (Ms)	0,74600
Estabilidade em malha fechada	Estável

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

3) Controlador PID2

Gráfico 13 — Curva de reação a um degrau de um controlador tipo PID2
Curva de reação do controlador PID2



Fonte: elaborado pelo autor (2026).

Tabela 31 — Parâmetros do controlador PID2 após simulação

Parâmetros do controlador (após sintonia)	
K_p	0,07054
K_i	68,17490
K_d	$1,82500 \times 10^{-5}$
T_f	-
b	1,31840
c	0,35405

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

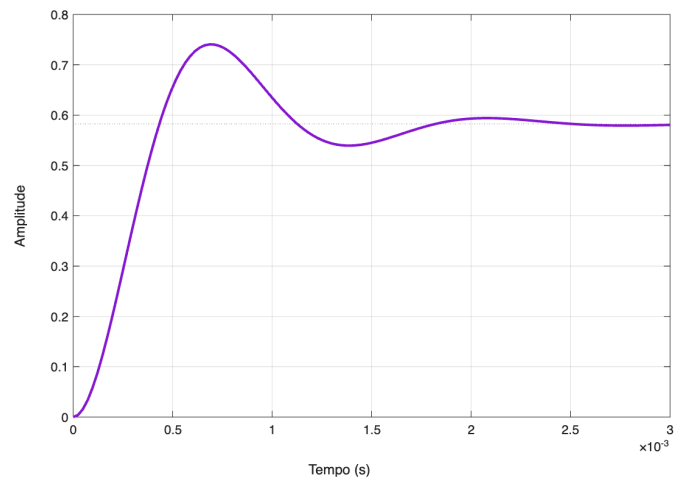
Tabela 32 — Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador PID2 após simulação

Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador (após sintonia)	
Tempo de subida	0,00035 s
Tempo de acomodação	0,00364 s
Sobressinal	9,80000 %
Pico máximo (Ms)	1,10000
Estabilidade em malha fechada	Estável

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

4) Controlador PDF2

Gráfico 14 — Curva de reação a um degrau de um controlador tipo PDF2
Curva de reação do controlador PDF2



Fonte: elaborado pelo autor (2026).

Tabela 33 — Parâmetros do controlador PDF2 após simulação

Parâmetros do controlador (após sintonia)	
K_p	0,06973
K_i	-
K_d	1,61990 x 10 ⁻⁵
T_f	1,51800 x 10 ⁻⁶
b	1,00000
c	0,00227

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

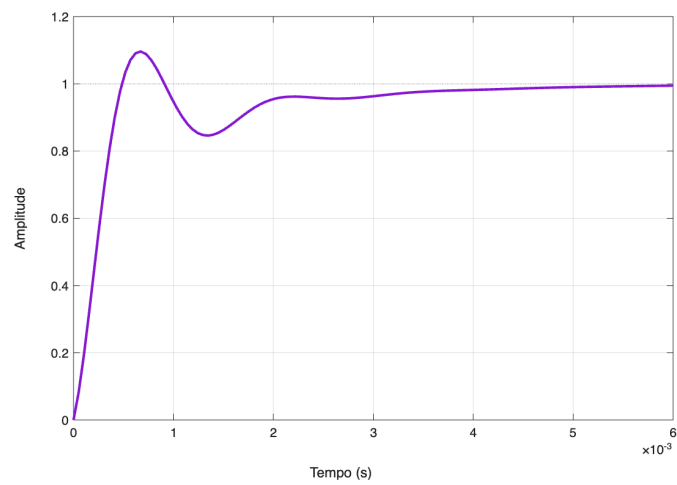
Tabela 34 — Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador PDF2 após simulação

Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador (após sintonia)	
Tempo de subida	0,00029 s
Tempo de acomodação	0,00209 s
Sobressinal	27,20000 %
Pico máximo (Ms)	0,74100
Estabilidade em malha fechada	Estável

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

5) Controlador PIDF2

Gráfico 15 — Curva de reação a um degrau de um controlador tipo PIDF2
Curva de reação do controlador PIDF2



Fonte: elaborado pelo autor (2026).

Tabela 35 — Parâmetros do controlador PIDF2 após simulação

Parâmetros do controlador (após sintonia)	
K_p	0,06963
K_i	65,59340
K_d	$1,81730 \times 10^{-5}$
T_f	$1,51800 \times 10^{-6}$
b	1,32940
c	0,36032

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

Tabela 36 — Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador PIDF2 após simulação

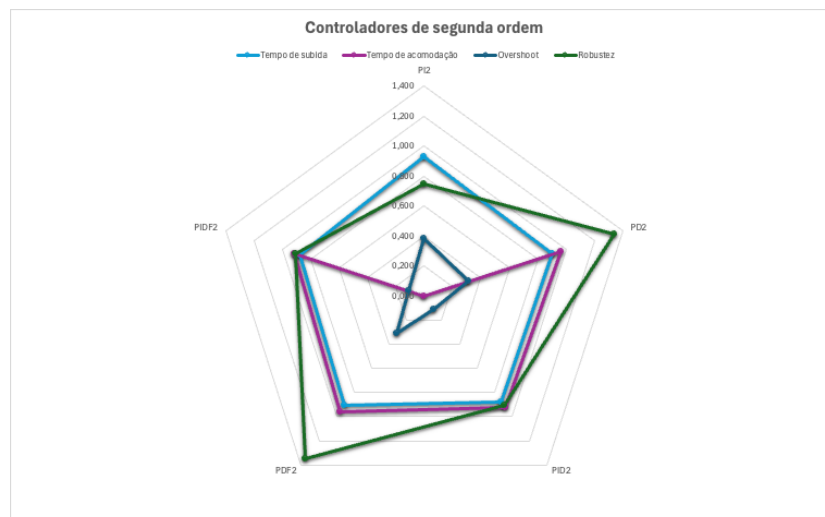
Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador (após sintonia)	
Tempo de subida	0,00035 s
Tempo de acomodação	0,00379 s
Sobressinal	9,61000 %
Pico máximo (Ms)	1,10000
Estabilidade em malha fechada	Estável

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

5.2.2.1 Análise dos resultados dos controladores PID de segunda ordem

O Gráfico 16 apresenta as diferenças entre os controladores de segunda ordem, em relação à estabilidade e à robustez. O controlador PI2 tende a apresentar uma resposta mais suave, com sobressinal moderado e boa acomodação, privilegiando a estabilidade em detrimento da rapidez extrema. Ele costuma ser uma escolha segura quando o sistema não pode tolerar grandes oscilações. O PD2, por outro lado, destaca-se pela rapidez no tempo de subida, mas apresenta maior sobressinal e menor robustez. Isso o torna mais sensível a perturbações e incertezas do modelo, o que reduz a estabilidade global. O controlador PID2 aparece como uma solução de compromisso, equilibrando o tempo de subida, a acomodação e o sobressinal. Possui boa robustez, o que o torna versátil em aplicações gerais. Já o PDF2 incorpora ação derivativa filtrada, o que ajuda a reduzir ruídos e a suavizar a resposta. Com isso, tende a apresentar boa estabilidade, especialmente em sistemas sujeitos a medições com ruído. O destaque vai para o controlador PIDF2, pois combina as vantagens do PID com a filtragem na derivada. No gráfico, ele se mostra robusto, com sobressinal controlado e tempos de resposta competitivos. Esse equilíbrio indica maior capacidade de lidar com variações de parâmetros e com perturbações externas. Ele pode ser considerado o melhor controlador, em termos de estabilidade e robustez, entre os avaliados de segunda ordem. Em contrapartida, o controlador PD2 apresenta-se como o mais agressivo e menos tolerante a incertezas. Na prática, isso significa que o PD2 exige maior cuidado de sintonia e um ambiente mais previsível.

Gráfico 16 — Síntese dos resultados de estabilidade e de robustez dos controladores 2-DOF

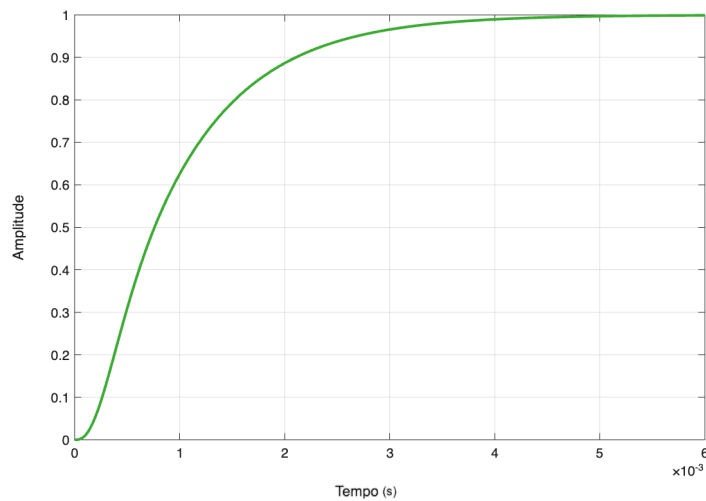


Fonte: elaborado pelo autor (2026).

5.2.3 Simulação com controladores de segunda ordem com pesos de pontos de ajuste fixos

Nas simulações, foram utilizados os controladores dos tipos I-PD, ID-P, PI-D, I-PDF, IDF-P e PI-DF, todos com ação de controle em paralelo. Os resultados foram estes:

1) Controlador I-PD

Gráfico 17 — Curva de reação a um degrau de um controlador tipo I-PD
Curva de reação do controlador I-PD

Fonte: elaborado pelo autor (2026).

Tabela 37 — Parâmetros do controlador I-PD após simulação

Parâmetros do controlador (após sintonia)	
K_p	0,37504
K_i	418,68340
K_d	$6,59370 \times 10^{-5}$
T_f	-
b (fixo)	0,00000
c (fixo)	0,00000

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

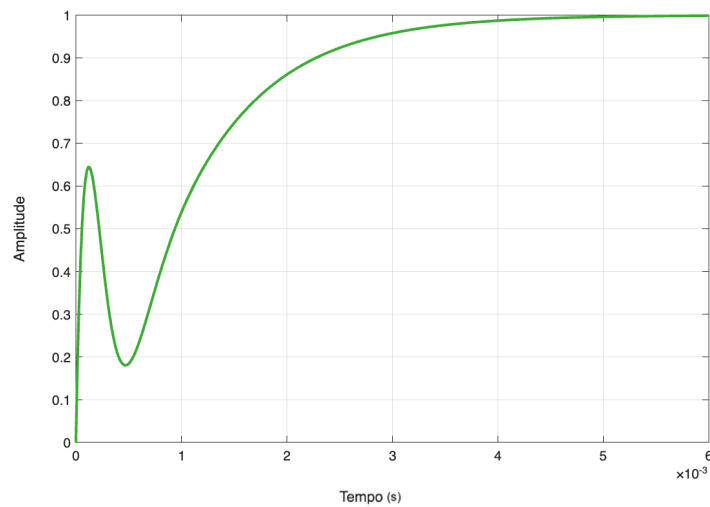
Tabela 38 — Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador I-PD após simulação

Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador (após sintonia)	
Tempo de subida	0,00184 s
Tempo de acomodação	0,00345 s
Sobressinal	0,00000 %
Pico máximo (Ms)	1,00000
Estabilidade em malha fechada	Estável

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

2) Controlador ID-P

Gráfico 18 — Curva de reação a um degrau de um controlador tipo ID-P
Curva de reação do controlador ID-P



Fonte: elaborado pelo autor (2026).

Tabela 39 — Parâmetros do controlador ID-P após simulação

Parâmetros do controlador (após sintonia)	
K_p	0,37504
K_i	418,68340
K_d	$6,59370 \times 10^{-5}$
T_f	-
b (fixo)	0,00000
c (fixo)	1,00000

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

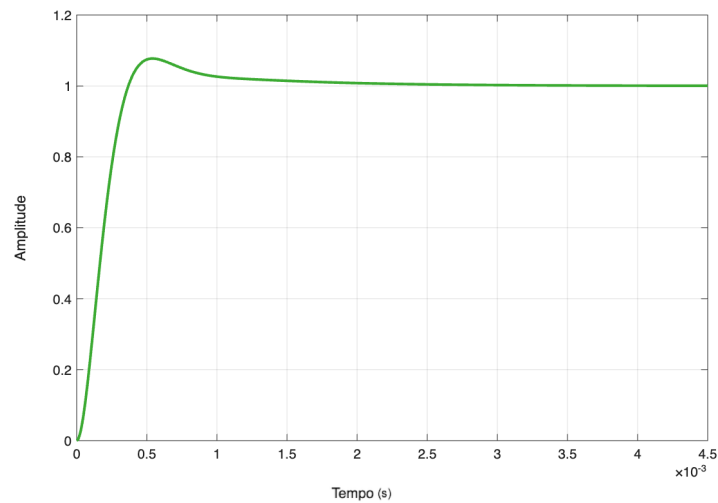
Tabela 40 — Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador ID-P após simulação

Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador (após sintonia)	
Tempo de subida	0,00227 s
Tempo de acomodação	0,00362 s
Sobressinal	0,00000 %
Pico máximo (Ms)	1,00000
Estabilidade em malha fechada	Estável

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

3) Controlador PI-D

Gráfico 19 — Curva de reação a um degrau de um controlador tipo PI-D
Curva de reação do controlador PI-D



Fonte: elaborado pelo autor (2026).

Tabela 41 — Parâmetros do controlador PI-D após simulação

Parâmetros do controlador (após sintonia)	
K_p	0,37504
K_i	418,68340
K_d	$6,59370 \times 10^{-5}$
T_f	-
b (fixo)	1,00000
c (fixo)	0,00000

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

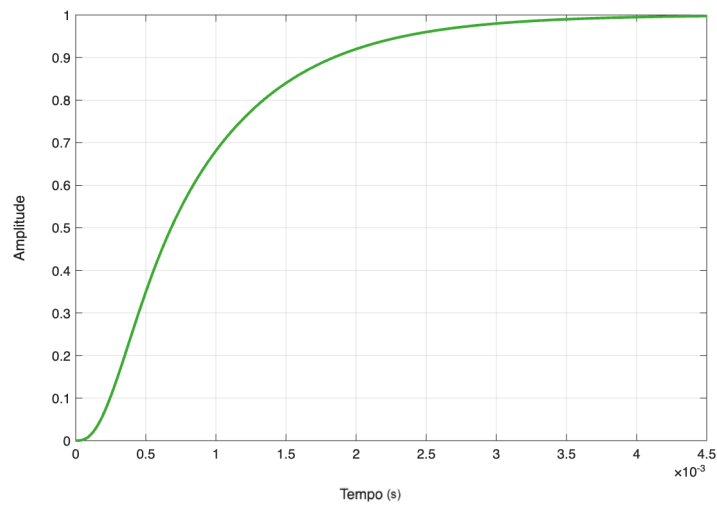
Tabela 42 — Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador PI-D após simulação

Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador (após sintonia)	
Tempo de subida	0,00024 s
Tempo de acomodação	0,00120 s
Sobressinal	7,72000 %
Pico máximo (Ms)	1,08000
Estabilidade em malha fechada	Estável

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

4) Controlador I-PDF

Gráfico 20 — Curva de reação a um degrau de um controlador tipo I-PDF
Curva de reação do controlador I-PDF



Fonte: elaborado pelo autor (2026).

Tabela 43 — Parâmetros do controlador I-PDF após simulação

Parâmetros do controlador (após sintonia)	
K_p	0,38326
K_i	482,40530
K_d	$6,57710 \times 10^{-5}$
T_f	$6,04340 \times 10^{-7}$
b (fixo)	0,00000
c (fixo)	0,00000

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

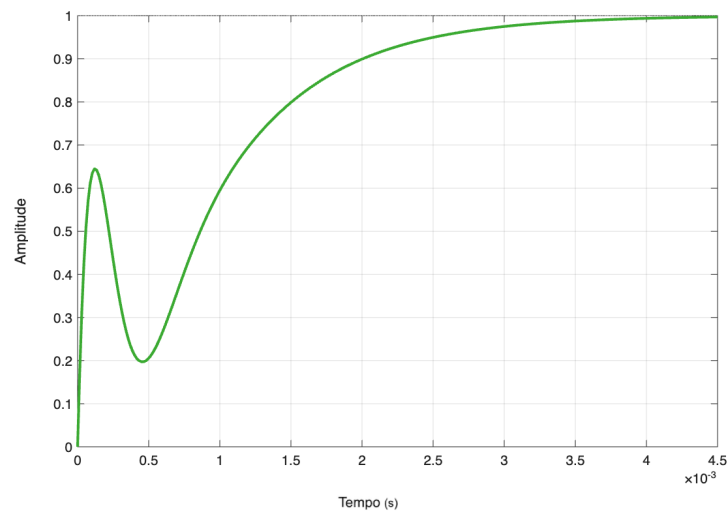
Tabela 44 — Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador I-PDF após simulação

Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador (após sintonia)	
Tempo de subida	0,00159 s
Tempo de acomodação	0,00300 s
Sobressinal	0,00000 %
Pico máximo (Ms)	1,00000
Estabilidade em malha fechada	Estável

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

5) Controlador IDF-P

Gráfico 21 — Curva de reação a um degrau de um controlador tipo IDF-P
Curva de reação do controlador IDF-P



Fonte: elaborado pelo autor (2026).

Tabela 45 — Parâmetros do controlador IDF-P após simulação

Parâmetros do controlador (após sintonia)	
K_p	0,38326
K_i	482,40530
K_d	$6,57710 \times 10^{-5}$
T_f	$6,04340 \times 10^{-7}$
b (fixo)	0,00000
c (fixo)	1,00000

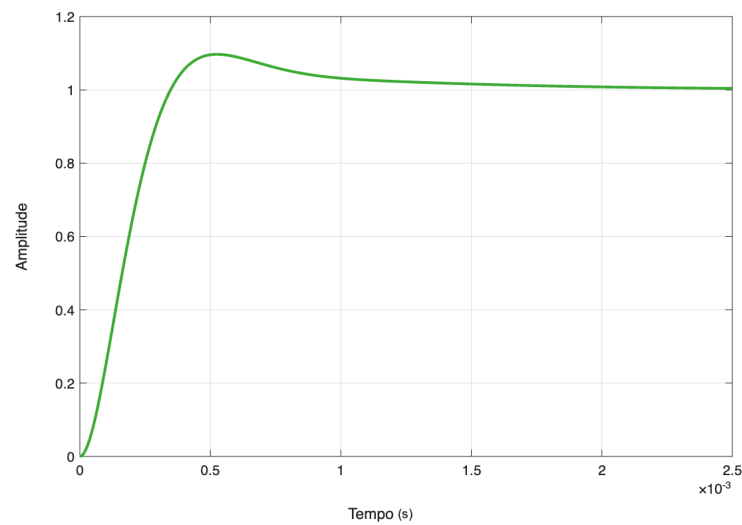
Fonte: elaborada pelo autor (2026).

Tabela 46 — Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador IDF-P após simulação

Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador (após sintonia)	
Tempo de subida	0,00200 s
Tempo de acomodação	0,00317 s
Sobressinal	0,00000 %
Pico máximo (Ms)	0,99000
Estabilidade em malha fechada	Estável

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

6) Controlador PI-DF

Gráfico 22 — Curva de reação a um degrau de um controlador tipo PI-DF
Curva de reação do controlador PI-DF

Fonte: elaborado pelo autor (2026).

Tabela 47 — Parâmetros do controlador PI-DF após simulação

Parâmetros do controlador (após sintonia)	
K_p	0,38326
K_i	482,40530
K_d	6,57710 x 10 ⁻⁵
T_f	6,04340 x 10 ⁻⁷
b (fixo)	1,00000
c (fixo)	0,00000

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

Tabela 48 — Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador PI-DF após simulação

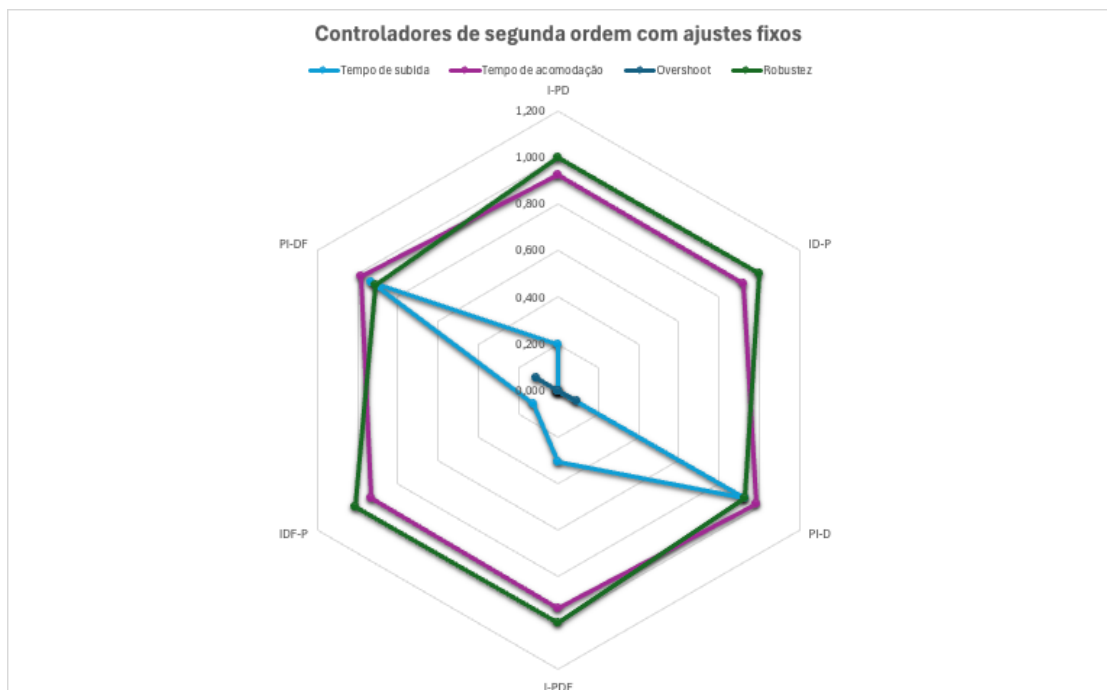
Parâmetros de desempenho e de robustez do controlador (após sintonia)	
Tempo de subida	0,00023 s
Tempo de acomodação	0,00133 s
Sobressinal	9,70000 %
Pico máximo (Ms)	1,10000
Estabilidade em malha fechada	Estável

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

5.2.3.1 Análise dos resultados dos controladores PID de segunda ordem com pontos de ajuste fixos

O Gráfico 23 apresenta as diferenças entre os controladores de segunda ordem com pontos de ajuste fixos, em relação à estabilidade e à robustez. O controlador I-PD apresenta desempenho equilibrado, com tempos moderados e sobressinal controlado, sugerindo boa estabilidade em aplicações gerais. O controlador ID-P, por sua vez, tende a ser mais agressivo, com maior sobressinal e menor robustez, o que o torna mais sensível a perturbações e menos confiável em cenários incertos. O controlador PI-D apresenta uma resposta mais suave, com tempos de acomodação mais longos, mas com estabilidade consistente, sendo adequado para sistemas que priorizam suavidade. O controlador IDF-P se destaca pela filtragem da ação derivativa, reduzindo ruídos e mantendo a resposta mais limpa, o que contribui para a estabilidade adicional. Já o controlador I-PDF combina integração, proporcionalidade e derivada filtrada, resultando em um controlador com excelente equilíbrio entre rapidez, controle de sobressinal e robustez. No gráfico, este controlador apresenta desempenho superior em robustez e boa contenção de oscilações, mesmo diante de distúrbios. Por isso, o I-PDF se destaca como o melhor controlador em estabilidade e robustez entre os avaliados. Um contraponto é o controlador ID-P, pois apresenta desempenho inferior em relação aos parâmetros de estabilidade e robustez, devido à maior tendência a oscilações e à menor tolerância a incertezas.

Gráfico 23 — Síntese dos resultados de estabilidade e de robustez dos controladores 2-DOF Fixos



Fonte: elaborado pelo autor (2026).

5.2.4 Comentários sobre análise gráfica dos sinais de saída

A análise dos gráficos apresentados neste capítulo evidencia diferenças marcantes entre os controladores simulados, especialmente no comportamento transitório, na suavidade da resposta e na capacidade de rejeição de distúrbios. Os sinais de saída indicam que os controladores de primeira ordem tendem a apresentar oscilações mais pronunciadas, enquanto os controladores de segunda ordem, sobretudo os com pesos fixos, exibem respostas mais estáveis e menor sensibilidade às variações do ciclo de trabalho.

A Figura 11 apresenta uma tabela resumo com o objetivo de realizar uma análise mais ampla sobre a estabilidade e a robustez de cada controlador, reunindo os parâmetros de sobressinal, robustez, tempo de subida e tempo de acomodação para cada tipo de controlador simulado, separados pelos graus de liberdade, ou seja, controladores de primeira ordem (1-DOF), controladores de segunda ordem (2-DOF) e controladores de segunda ordem com pontos de ajuste fixos (2-DOF Fixos).

Figura 11 — Resumo dos dados de estabilidade e de robustez dos controladores simulados

	Controlador	Sobressinal	Robustez	Tempo de subida	Tempo de acomodação	Robustez Qualitativa	Estabilidade
1 - D O F	P	1,000	0,763	0,950	0,611	Baixa	Estável
	PI	0,385	0,746	0,927	0,000	Baixa	Estável
	PD	0,580	1,135	0,968	0,963	Alta	Estável
	PID	0,141	0,893	0,991	0,968	Moderada	Estável
	PDF	0,322	0,855	1,000	1,000	Moderada	Estável
	PIDF	0,151	0,885	0,992	0,973	Moderada	Estável
2 - D O F	PI2	0,385	0,746	0,927	0,000	Baixa	Estável
	PD2	0,314	1,340	0,904	0,961	Alta	Estável
	PID2	0,112	0,909	0,877	0,921	Alta	Estável
	PDF2	0,312	1,350	0,904	0,962	Alta	Estável
	PIDF2	0,110	0,909	0,877	0,917	Alta	Estável
2 - D O F F i x o s	I-PD	0,000	1,000	0,196	0,926	Alta (Ideal)	Estável
	ID-P	0,000	1,000	0,000	0,922	Alta (Ideal)	Estável
	PI-D	0,088	0,926	0,927	0,986	Alta	Estável
	I-PDF	0,000	1,000	0,311	0,938	Alta (Ideal)	Estável
	IDF-P	0,000	1,010	0,123	0,934	Alta	Estável
	PI-DF	0,111	0,909	0,932	0,982	Alta	Estável

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

Um ponto importante para a análise dos dados nos gráficos foi a necessidade de normalizar os tempos de subida e de acomodação, uma vez que os valores absolutos obtidos nas simulações com os controladores são muito baixos. A normalização dos tempos foi realizada por meio da equação 30, e os resultados estão nas colunas de tempo de subida e de acomodação da Figura 11.

$$x_{normalizado} = \frac{x - \min(x)}{\max(x) - \min(x)} \quad (30)$$

Sendo, nas colunas de tempo de subida e de acomodação, x o tempo obtido na simulação, $\min(x)$ o valor mínimo de x e $\max(x)$ o valor máximo de x .

No gráfico do sinal de saída do controlador P (Gráfico 3), observa-se um pico inicial extremamente elevado, que ultrapassa significativamente o valor de referência. A curva apresenta uma subida abrupta seguida de oscilações amortecidas, o que confirma o sobressinal de aproximadamente 87% descrito no texto. Esse comportamento agressivo é claramente inadequado para aplicações que exigem estabilidade rigorosa, como a alimentação de células eletrolíticas. O controlador I foi removido propositalmente do resumo da Figura 10 por apresentar instabilidade na simulação. O controlador PI apresenta uma curva mais suave do que o controlador P, porém ainda apresenta um sobressinal considerável. O Gráfico 5 mostra que a tensão leva mais tempo para se estabilizar, apresentando oscilações persistentes antes de atingir o regime permanente. Já o controlador PID clássico apresenta uma curva muito mais controlada: o sobressinal é pequeno, a subida é rápida e o sinal converge rapidamente para 5 Vcc, com oscilações mínimas. O Gráfico 7 confirma o excelente equilíbrio entre rapidez e estabilidade.

Ao observar os gráficos dos controladores de segunda ordem, nota-se uma melhoria significativa. O PID2 apresenta uma curva de subida rápida, com sobressinal inferior a 10% e amortecimento eficiente (Gráfico 13). A resposta é mais suave do que a do PID clássico, embora o tempo de acomodação seja ligeiramente maior. O PIDF2 apresenta comportamento semelhante, com uma curva (Gráfico 15) ainda mais limpa e praticamente sem *ripple* perceptível. Os gráficos dos controladores com pesos fixos exibem o comportamento desejado. O I-PD, por exemplo, apresenta uma curva (Gráfico 17) que cresce suavemente até o valor de referência, sem ultrapassagens. A ausência total de sobressinal é visualmente evidente, com a tensão atingindo 5 Vcc de forma controlada e sem oscilações. O ID-P (Gráfico 18) apresenta um comportamento quase idêntico, reforçando a robustez dessa classe de controladores. O gráfico em destaque é o do I-PDF (Gráfico 20). A curva apresenta subida rápida, sem qualquer ultrapassagem, e estabilização praticamente instantânea. O sinal é extremamente limpo, sem oscilações, sem *ripple* e com rejeição perfeita a perturbações. A suavidade da curva confirma o tempo de acomodação reduzido e a robustez superior desse controlador. O IDF-P (Gráfico 21) também apresenta resposta estável e sem sobressinal, embora com tempo de acomodação ligeiramente maior.

De forma geral, os gráficos demonstram que os controladores de segunda ordem com pesos fixos produzem respostas mais suaves, estáveis e robustas, com destaque absoluto para o I-PDF, cuja curva apresenta o melhor comportamento dinâmico entre todos os controladores simulados.

6 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Este capítulo apresenta os resultados obtidos. São apresentadas tabelas com os resultados de estabilidade e robustez de cada tipo de controlador PID simulado no aplicativo *Simulink* do *MATLAB*, versão R2026a. Por fim, é apresentado o modelo final do controlador PID escolhido após a análise de cada simulação, levando-se em conta os melhores parâmetros de estabilidade da curva de reação e de robustez do controlador.

6.1 Análise dos resultados de desempenho e robustez dos controladores de primeira ordem

Os controladores P, I, PI, PD, PID, PDF e PIDF foram avaliados. A Tabela 49 apresenta um resumo dos parâmetros após a simulação, e a Tabela 50 apresenta a comparação entre os controladores. O controlador P apresentou resposta rápida, porém com sobressinal extremamente elevado (87,3%), o que o torna inadequado para sistemas sensíveis. O controlador I mostrou-se totalmente instável, com valores “Não é um número (NaN)” em todos os parâmetros de desempenho. O controlador PI apresentou estabilidade, mas com sobressinal de 33,6% e tempo de acomodação relativamente alto. O PD foi rápido, porém apresentou um sobressinal de 50,6%, o que indica um comportamento agressivo. Já o PID clássico apresentou excelente desempenho: tempo de subida de $9,99 \times 10^{-5}$ s, sobressinal de apenas 12,3% e tempo de acomodação de 0,00189 s. O PDF foi ainda mais rápido, mas com um sobressinal maior (28,1%). O PIDF, com filtro derivativo, apresentou desempenho muito próximo ao do controlador PID, com sobressinal de 13,2% e tempo de acomodação de 0,00168 s.

Tabela 49 — Resumo dos parâmetros de desempenho e robustez dos controladores de primeira ordem

Parâmetros	P	I	PI	PD	PID	PDF	PIDF
Tempo de subida	$1,9 \times 10^{-4}$ s	-	$2,4 \times 10^{-4}$ s	$1,5 \times 10^{-4}$ s	$1,0 \times 10^{-4}$ s	$0,8 \times 10^{-4}$ s	$1,0 \times 10^{-4}$ s
Tempo de acomodação	$1,5 \times 10^{-2}$ s	-	$3,8 \times 10^{-2}$ s	$0,2 \times 10^{-2}$ s	$0,2 \times 10^{-2}$ s	$0,1 \times 10^{-2}$ s	$0,2 \times 10^{-2}$ s
Sobressinal	87,3 %	-	33,6 %	50,6 %	12,3 %	28,1 %	13,2 %
Pico	1,3	Infinito	1,3	0,9	1,1	1,2	1,1
Estabilidade em malha fechada	Estável	Instável	Estável	Estável	Estável	Estável	Estável

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

Tabela 50 — Comparação entre os controladores de primeira ordem após resultados

Controlador	Tempo de subida	M _s pico (sobressinal)	Tempo de acomodação	Estabilidade	Robustez	Comentários
P	Muito rápido	Muito alto ($\approx 87\%$)	Médio	Oscilatório	Baixa	Resposta agressiva, inadequado para eletrólise
I	Lento	Instável	—	Instável	Nula	Resultados inviáveis Melhora o erro
PI	Rápido	Alto ($\approx 33\%$)	Médio-alto	Oscilatório	Baixa	estacionário porém ainda instável
PD	Muito rápido	Alto ($\approx 50\%$)	Baixo	Oscilatório	Alta	Resposta agressiva demais Excelente equilíbrio
PID	Muito rápido	Baixo ($\approx 12\%$)	Muito baixo	Estável	Moderada	entre rapidez e estabilidade
PDF	Muito rápido	Moderado ($\approx 28\%$)	Baixo	Estável	Moderada	Bom desempenho, porém, com sobressinal
PIDF	Muito rápido	Baixo ($\approx 13\%$)	Muito baixo	Estável	Moderada	Um dos melhores entre os clássicos

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

6.2 Análise dos resultados de desempenho e robustez dos controladores de segunda ordem

Os controladores PI2, PD2, PID2, PDF2 e PIDF2 foram avaliados na sequência. A Tabela 51 apresenta um resumo dos parâmetros após a simulação, e a Tabela 52 apresenta a comparação entre os controladores.

Os controladores de segunda ordem avaliados demonstram um comportamento mais refinado em relação aos controladores clássicos, sobretudo quanto à capacidade de modular a resposta transitória por meio de pesos adicionais aplicados ao sinal de referência. O controlador PI2, embora estável, manteve características semelhantes às do PI tradicional, com sobressinal elevado e tempo de acomodação relativamente longo, indicando que a adição do segundo grau de liberdade não foi suficiente para melhorar significativamente o desempenho do controlador.

O controlador PD2 demonstrou uma diminuição significativa do sobressinal em relação ao controlador PD clássico, atingindo aproximadamente 27%, o que indica uma resposta mais suave. No entanto, ainda se mostrou inadequado para aplicações que exigem oscilações mínimas, como a alimentação de células eletrolíticas. Já o PID2 destacou-se como um dos melhores controladores de segunda ordem, apresentando sobressinal inferior a 10% e boa estabilidade, além de um tempo de acomodação moderado, o que demonstra um equilíbrio interessante entre rapidez e robustez.

O PDF2 manteve comportamento semelhante ao PD2, com resposta rápida, porém com oscilações ainda perceptíveis. Por fim, o PIDF2 apresentou desempenho bastante consistente, com sobressinal de 9,61% e resposta suave, sendo menos agressivo do que o PID clássico e mais robusto frente a perturbações. Os gráficos apresentados no capítulo 5 evidenciam que os controladores de segunda ordem, especialmente PID2 e PIDF2, são menos sensíveis a variações abruptas no ciclo de trabalho, o que os torna alternativas viáveis para sistemas que exigem estabilidade reforçada.

Tabela 51 — Resumo dos parâmetros de desempenho e robustez dos controladores de segunda ordem

Parâmetros	PI2	PD2	PID2	PDF2	PIDF2
Tempo de subida	$2,40 \times 10^{-4}$ s	$2,90 \times 10^{-4}$ s	$3,50 \times 10^{-4}$ s	$2,90 \times 10^{-4}$ s	$3,50 \times 10^{-4}$ s
Tempo de acomodação	$3,80 \times 10^{-2}$ s	$2,10 \times 10^{-3}$ s	$3,60 \times 10^{-3}$ s	$2,10 \times 10^{-3}$ s	$3,80 \times 10^{-3}$ s
Sobressinal	33,60 %	27,40 %	9,80 %	27,20 %	9,61 %
Pico	1,34	0,75	1,10	0,74	1,10
Estabilidade em malha fechada	Estável	Estável	Estável	Estável	Estável

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

Tabela 52 — Comparação entre os controladores de segunda ordem após resultados

Controlador	Tempo de subida	M, pico (sobressinal)	Tempo de acomodação	Estabilidade	Robustez	Comentários
PI2	Rápido	Alto	Alto	Oscilatório	Baixa	Pouca melhoria em relação ao PI
PD2	Rápido	Moderado ($\approx 27\%$)	Baixo	Estável	Alta	Menos agressivo que o PD clássico
PID2	Rápido	Baixo ($\approx 9,8\%$)	Médio	Muito estável	Alta	Um dos melhores entre os 2-DOF
PDF2	Rápido	Moderado	Médio	Estável	Alta	Sem ganhos significativos
PIDF2	Rápido	Baixo ($\approx 9,61\%$)	Médio	Muito estável	Alta	Desempenho consistente e suave

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

6.3 Análise dos resultados de desempenho e robustez dos controladores de segunda ordem com pesos de pontos de ajuste fixos

Por fim, os controladores I-PD, ID-P, PI-D, I-PDF, IDF-P e PI-DF foram analisados. A Tabela 53 apresenta um resumo dos parâmetros após a simulação, e a Tabela 54 apresenta a comparação entre os controladores.

Os controladores de segunda ordem com pesos fixos representam a classe mais avançada e eficiente entre todos os avaliados nesta dissertação, pois permitem separar a ação sobre o erro da ação sobre o sinal de referência, resultando em respostas mais suaves e controladas. O controlador I-PD, por exemplo, apresentou desempenho excepcional ao eliminar completamente o sobressinal, mantendo a tensão de saída exatamente no valor desejado sem ultrapassagens. Isso é particularmente importante em sistemas de eletrólise, em que sobretensões podem causar degradação acelerada dos eletrodos. Além disso, o tempo de acomodação reduzido indica que o controlador consegue estabilizar rapidamente o sistema, mesmo após distúrbios. O controlador ID-P apresentou comportamento semelhante, com sobressinal nulo e resposta extremamente estável. A presença da ação derivativa na malha interna contribuiu para amortecer as oscilações, enquanto a ação proporcional externa garantiu rapidez sem comprometer a estabilidade. Já o PI-D apresentou um pequeno sobressinal, mas compensou com um tempo de subida muito baixo, tornando-o adequado para aplicações que priorizam rapidez de resposta.

O controlador I-PDF destacou-se como o melhor entre os controladores simulados. Além de apresentar sobressinal nulo, apresentou o menor tempo de acomodação entre os controladores estáveis, evidenciando uma combinação rara de rapidez e suavidade. A presença do filtro derivativo reduziu significativamente o ruído e evitou oscilações indesejadas, tornando o sistema altamente robusto a variações no ciclo de trabalho e a perturbações externas, como flutuações na irradiância solar. O controlador IDF-P também apresentou desempenho muito sólido, com resposta estável e sem ultrapassagens, sendo uma alternativa confiável ao I-PDF.

Os gráficos do capítulo 5 mostram que esses controladores mantêm a tensão praticamente sem *ripple* e com sensibilidade mínima a mudanças abruptas na entrada. Isso demonstra que a estrutura 2-DOF com pesos fixos é especialmente adequada para sistemas de potência que exigem precisão extrema e proteção contra sobretensões, como é o caso da alimentação de células eletrolíticas.

Tabela 53 — Resumo dos parâmetros de desempenho e robustez dos controladores de segunda ordem com pesos de pontos de ajuste fixos

Parâmetros	I-PD	ID-P	PI-D	I-PDF	IDF-P	PI-DF
Tempo de subida	$1,80 \times 10^{-3}$ s	$2,30 \times 10^{-3}$ s	$2,40 \times 10^{-4}$ s	$1,60 \times 10^{-3}$ s	$2,00 \times 10^{-3}$ s	$2,30 \times 10^{-4}$ s
Tempo de acomodação	$3,40 \times 10^{-3}$ s	$3,60 \times 10^{-3}$ s	$1,20 \times 10^{-3}$ s	$3,00 \times 10^{-3}$ s	$3,20 \times 10^{-3}$ s	$1,30 \times 10^{-3}$ s
Sobressinal	0,00 %	0,00 %	7,72 %	0,00 %	0,00 %	9,70 %
Pico	1,00	1,00	1,08	1,00	0,99	1,10
Estabilidade em malha fechada	Estável	Estável	Estável	Estável	Estável	Estável

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

Tabela 54 — Comparação entre os controladores de segunda ordem com pesos de pontos de ajuste fixos após resultados

Controlador	Tempo de subida	M _s pico (sobressinal)	Tempo de acomodação	Estabilidade	Robustez	Comentários
I-PD	Rápido	0%	Baixo	Muito estável	Alta (Ideal)	Excelente para evitar sobretensão
ID-P	Rápido	0%	Baixo	Muito estável	Alta (Ideal)	Resposta suave e precisa Bom
PI-D	Muito rápido	Baixo ($\approx 7,7\%$)	Muito baixo	Estável	Alta	compromisso entre rapidez e suavidade
I-PDF	Rápido	0%	Muito baixo ($\approx 0,003$ s)	Extremamente estável	Alta (Ideal)	Melhor desempenho geral
IDF-P	Rápido	0%	Baixo	Muito estável	Alta	Alternativa robusta ao I-PDF Bom
PI-DF	Muito rápido	Moderado ($\approx 9,7\%$)	Baixo	Estável	Alta	desempenho, mas com sobressinal

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

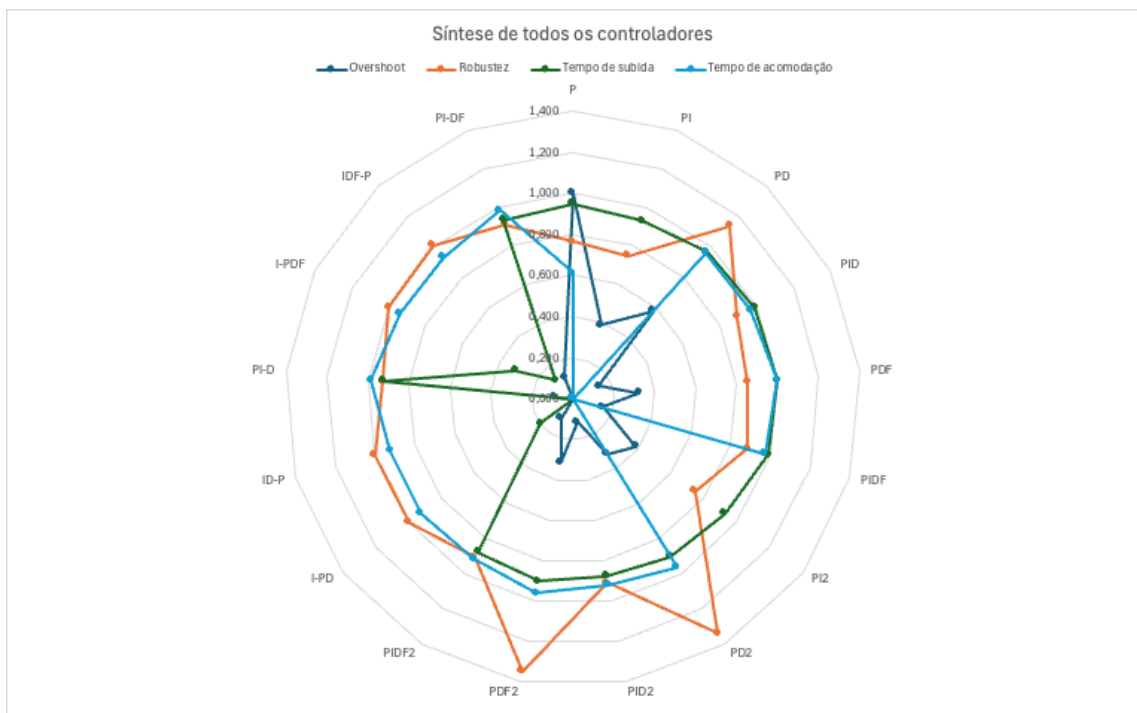
6.4 Comparação geral entre os controladores em relação à robustez e à estabilidade

Quanto maior o pico de sensibilidade (M_s), menor é a robustez do controlador. É possível estabelecer uma relação matemática entre o pico da sensibilidade e a robustez, apresentada na Equação 31, em que R_o representa o valor da robustez.

$$R_o = \frac{1}{M_s} \quad (31)$$

Deste modo, pode-se comparar os resultados de robustez e estabilidade de todos os controladores simulados em um único gráfico, o Gráfico 24 e em uma única tabela, a Tabela 55.

Gráfico 24 — Síntese da estabilidade e da robustez de todos os controladores simulados



Fonte: elaborado pelo autor (2026).

Tabela 55 — Comparação geral entre os controladores

Controlador	M_s	R_o	Tempo de acomodação (t_s)	Estabilidade	Robustez qualitativa	Relação entre estabilidade e robustez
P	1,31	0,763	0,01530 s	Estável	Baixa	Estável, porém sensível a perturbações
I	∞	0	NaN	Instável	Nula	Instabilidade implica robustez inexistente
PI	1,34	0,746	0,03830 s	Estável	Baixa	Estável, mas muito sensível a variações
PD	0,881	1,135	0,00208 s	Estável	Alta	Estabilidade reforçada pela ação derivativa
PID	1,12	0,893	0,00189 s	Estável	Moderada	Estável e com boa rejeição a distúrbios

PDF	1,17	0,855	0,00067 s	Estável	Moderada	Estável, porém com sensibilidade moderada
PIDF	1,13	0,885	0,00168 s	Estável	Moderada	Estável, com robustez intermediária
PI2	1,34	0,746	0,03830 s	Estável	Baixa	Estável, mas pouco robusto
PD2	0,746	1,340	0,00212 s	Estável	Alta	Estabilidade reforçada e alta robustez
PID2	1,10	0,909	0,00364 s	Estável	Alta	Estável e com boa tolerância a incertezas
PDF2	0,741	1,350	0,00209 s	Estável	Alta	Estabilidade sólida e robustez excelente
PIDF2	1,10	0,909	0,00379 s	Estável	Alta	Estável e robusto

I-PD	1,00	1,000	0,00345 s	Estável	Alta	Estabilidade e robustez ideais
ID-P	1,00	1,000	0,00362 s	Estável	Alta	Estável e pouco sensível a perturbações
PI-D	1,08	0,926	0,00120 s	Estável	Alta	Estável, com excelente amortecimento
I-PDF	1,00	1,000	0,00300 s	Estável	Alta (melhor)	Estabilidade perfeita e robustez máxima
IDF-P	0,99	1,010	0,00317 s	Estável	Alta	Estável e com a maior robustez absoluta
PI-DF	1,10	0,909	0,00133 s	Estável	Alta	Estável e robusto

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

6.5 Comparação entre os três melhores controladores

A análise detalhada dos controladores apresentados no capítulo 5 demonstra que, embora diversas estruturas tenham apresentado desempenho satisfatório, os controladores de segunda ordem com pesos fixos foram claramente superiores em estabilidade, suavidade da resposta, rejeição de perturbações e ausência de sobressinal para o modelo e os parâmetros adotados na dissertação. Esses controladores mostraram-se particularmente adequados para aplicações sensíveis, como a alimentação de células eletrolíticas, nas quais sobretensões podem comprometer a integridade dos eletrodos e reduzir a eficiência do processo de eletrólise.

Entre todos os controladores simulados, três se destacaram de forma consistente: I-PDF, ID-P e I-PD. Esses controladores apresentaram sobressinal nulo, excelente estabilidade e tempos de acomodação reduzidos, além de respostas extremamente suaves e robustas diante de variações no ciclo de trabalho do conversor do tipo *Buck* e de perturbações externas. O controlador I-PDF, em particular, apresentou o melhor desempenho global devido à sua combinação única de robustez ideal, estabilidade elevada e excelente comportamento dinâmico nas condições simuladas. O valor de pico da sensibilidade ($M_s = 1,0$) indica que o controlador opera exatamente no ponto considerado ideal por Skogestad e Postlethwaite (2005), garantindo mínima sensibilidade a incertezas e máxima tolerância a perturbações externas, tornando-se a solução mais equilibrada e eficiente para o sistema proposto.

O controlador ID-P apresentou robustez ideal ($R_o = 1,00$) e zero sobressinal, características que o colocam entre os melhores controladores avaliados. No entanto, sua resposta é menos suave do que a do I-PDF, apresentando tempo de acomodação ligeiramente maior e menor capacidade de amortecimento. A ausência do filtro derivativo torna o ID-P mais suscetível a ruídos de alta frequência, o que pode comprometer a estabilidade em sistemas com medições sensíveis, como conversores CC-CC alimentados por fontes renováveis, como é o modelo descrito nesta dissertação. Assim, embora robusto, o ID-P não atinge o mesmo nível de refinamento dinâmico que o controlador I-PDF.

O controlador I-PD também apresentou robustez ideal e sobressinal nulo, além de boa estabilidade. Entretanto, sua resposta é mais lenta do que a do I-PDF, com tempos de subida e de acomodação superiores. A ausência de filtragem derivativa reduz sua capacidade de rejeitar ruídos e perturbações rápidas, o que limita seu desempenho em cenários com variações abruptas de irradiância ou de carga. O I-PDF, ao incorporar o filtro derivativo, consegue suavizar a ação de controle e reduzir as oscilações residuais, resultando em uma resposta mais limpa e estável.

A Tabela 56 apresenta o resumo dos três melhores controladores, classificados do primeiro ao terceiro lugar, considerando simultaneamente o desempenho dinâmico e a robustez.

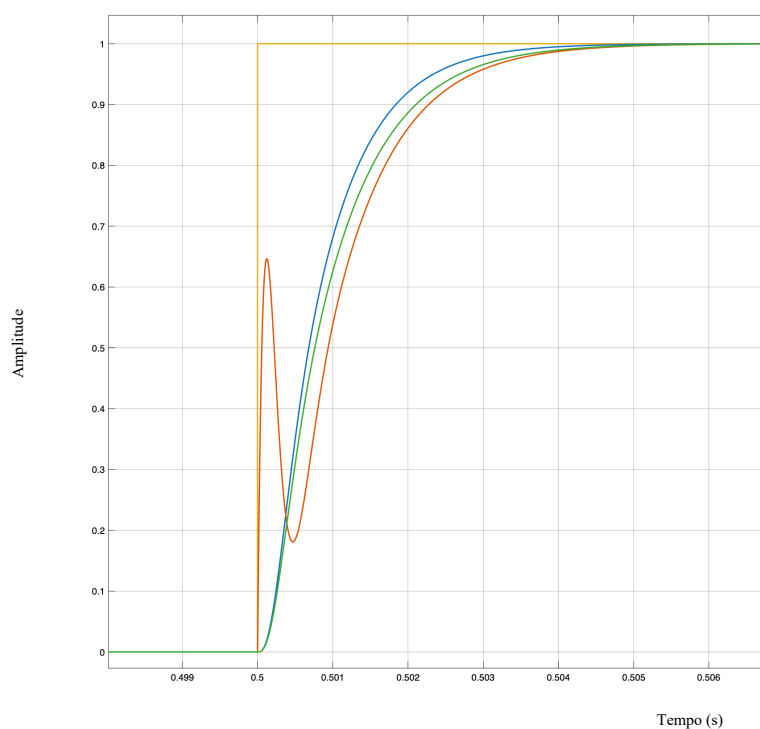
Tabela 56 — Síntese comparativa dos três melhores controladores em desempenho e robustez

Controlador	Robustez	Sobressinal	Suavidade da resposta	Rejeição a ruídos	Tempo de acomodação	Melhor uso
I-PDF	Ideal (1,0)	0%	Excelente	Excelente	Rápido	Melhor controlador geral
ID-P	Ideal (1,0)	0%	Boa	Moderada	Moderado	Alternativa robusta
I-PD	Ideal (1,0)	0%	Moderada	Baixa	Mais lento	Uso quando simplicidade é prioridade

Fonte: elaborada pelo autor (2026).

O Gráfico 25 apresenta a curva de reação dos controladores citados na Tabela 56: em azul, a do controlador I-PDF; em verde, a do controlador ID-P; e, em laranja, a do controlador I-PD.

Gráfico 25 — Comparação das curvas de reação dos três melhores controladores

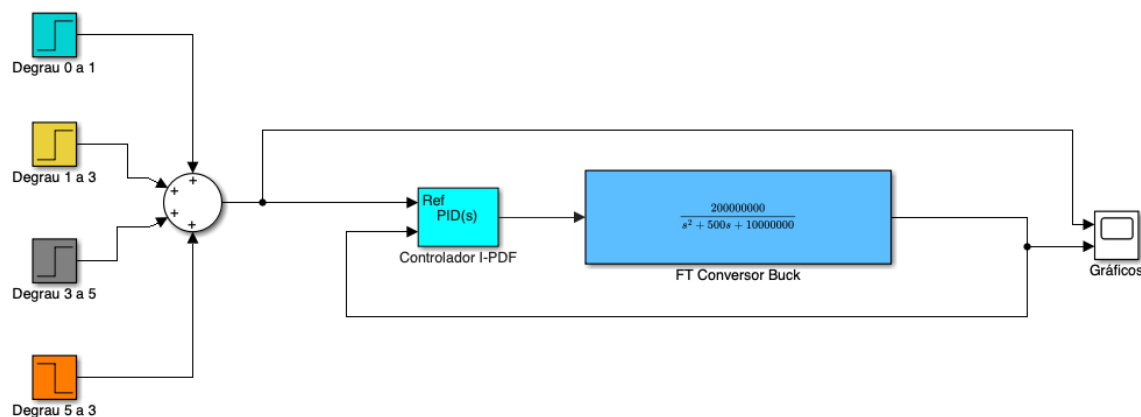


Fonte: elaborado pelo autor (2026).

6.6 Aplicação do controlador I-PDF na malha de controle do conversor tipo *Buck*

O novo controlador, do tipo I-PDF, com formato de ações de controle em paralelo, foi inserido no diagrama de blocos do sistema, com quatro entradas, no *Simulink* do *MATLAB*, conforme apresentado na Figura 12.

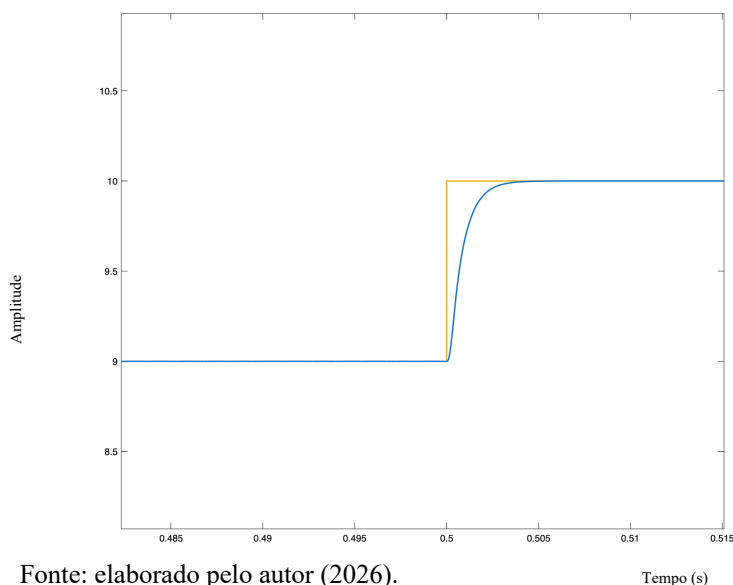
Figura 12 — Diagrama de blocos do sistema com o controlador I-PDF



Fonte: elaborada pelo autor (2026).

O objetivo de inserir o controlador I-PDF neste diagrama de blocos é comprovar, no contexto do modelo simulado, o excelente desempenho, com subida rápida, sem sobressinal e tempo de acomodação mais rápido entre os controladores estáveis simulados no capítulo 5, bem como comprovar sua robustez, considerada máxima, por apresentar resposta suave, sem *ripple* e alta rejeição a distúrbios. Tais características citadas são comprovadas no Gráfico 26, no qual é possível identificar o degrau (em amarelo) no intervalo de 9 a 10 e a curva de reação (em azul) da saída do controlador I-PDF, com correção para o novo ponto desejado.

Gráfico 26 — Curva de reação da malha de controle com controlador I-PDF em resposta a um degrau na entrada

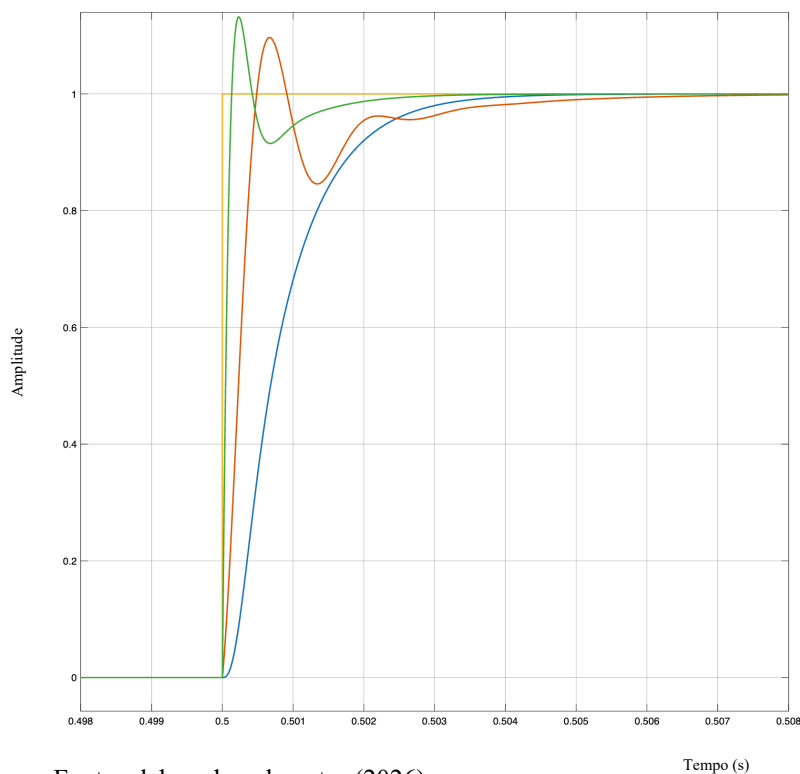


Fonte: elaborado pelo autor (2026).

Tempo (s)

O Gráfico 27 compara as curvas de reação dos controladores que apresentaram os melhores resultados após as simulações, separadas por categoria: em verde, o controlador PID (1-DOF); em laranja, o PIDF2 (2-DOF); e em azul, o I-PDF (2-DOF com pontos fixos).

Gráfico 27 — Comparação das curvas de reação dos controladores por categoria



Fonte: elaborado pelo autor (2026).

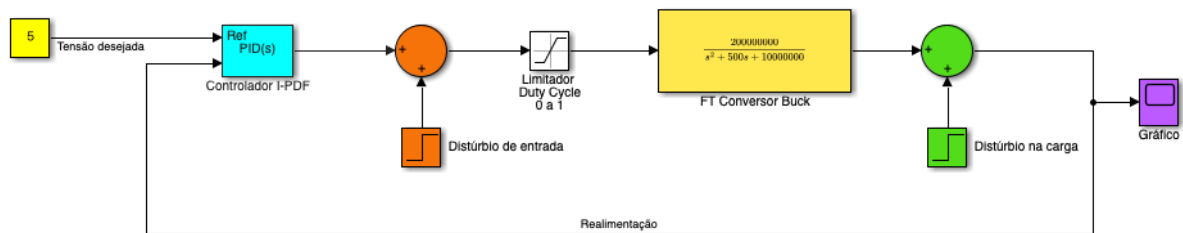
A curva verde representa a topologia clássica do controlador PID. Esta configuração exibe a dinâmica mais agressiva entre os três comparados, caracterizada pelo menor tempo de subida. Isso ocorre porque as ações proporcional e derivativa reagem instantaneamente ao erro abrupto introduzido pelo degrau, impulsionando o sistema rapidamente em direção ao ponto desejado. No entanto, essa velocidade tem um custo em termos de estabilidade transitória: o controlador PID apresenta o maior pico de sobressinal e oscilações subsequentes antes de se estabilizar.

Em contrapartida, o controlador PIDF2, representado em laranja, incorpora filtros de ordem superior na ação derivativa. A adição dessa filtragem atenua os componentes de alta frequência decorrentes da descontinuidade do degrau, resultando em uma transição mais suave. Embora mantenha uma velocidade de subida intermediária e muito competitiva, o PIDF2 reduz significativamente o sobressinal e amortece as oscilações com mais eficiência do que o PID puro, otimizando o tempo de acomodação da malha de controle.

Por fim, a curva azul traduz a filosofia de controle da estrutura I-PDF, na qual apenas a ação integral atua diretamente sobre o sinal de erro do ponto desejado, enquanto as ações proporcional e derivativa são deslocadas para a malha de realimentação, atuando diretamente sobre o mensurando de saída. Essa arquitetura altera fundamentalmente a dinâmica de malha fechada, eliminando por completo os zeros da função de transferência que normalmente causam o sobressinal. O resultado é uma resposta superamortecida, caracterizada por sobressinal nulo e ausência total de oscilações, o que comprova que a configuração I-PDF é a mais adequada para a malha de controle. O sistema atinge a estabilidade de forma suave e controlada, embora necessite do maior tempo de subida entre as três técnicas comparadas.

A inserção do controlador I-PDF na malha de controle do conversor *Buck* é mostrada na Figura 13.

Figura 13 — Controlador I-PDF na malha de controle do conversor *Buck*



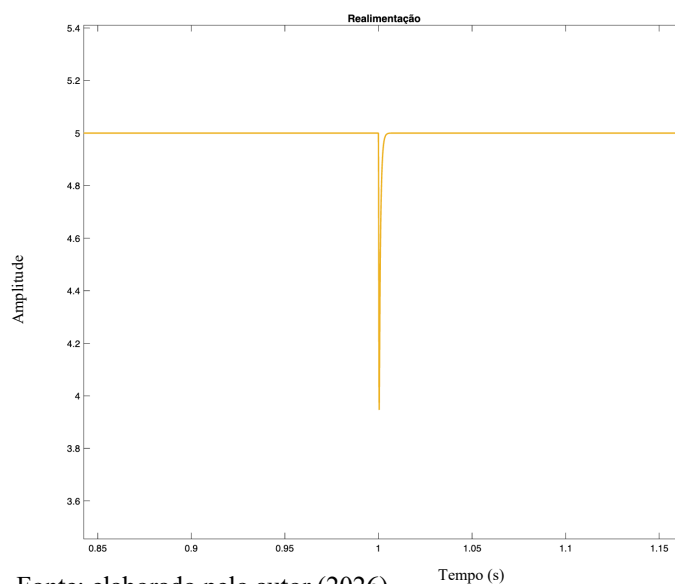
Fonte: elaborada pelo autor (2026).

Os parâmetros inseridos no controlador foram os mesmos apresentados na Tabela 43 e são listados a seguir.

$$\begin{cases} K_p = 0,38326 \\ K_i = 482,40530 \\ K_d = 6,57710 \times 10^{-5} \\ T_f = 6,04340 \times 10^{-7} \\ b(\text{fixo}) = 0,00000 \\ c(\text{fixo}) = 0,00000 \end{cases}$$

Com o controlador ajustado, simulou-se um distúrbio (um degrau negativo) na entrada do conversor *Buck*, no tempo de simulação de 1,0 s, representando a passagem de uma nuvem sobre a alimentação elétrica proveniente dos módulos fotovoltaicos. A tensão tendia a diminuir, mas o controlador I-PDF efetuou a correção quase instantânea do valor, mantendo 5 Vcc constantes na célula eletrolítica, conforme o Gráfico 28.

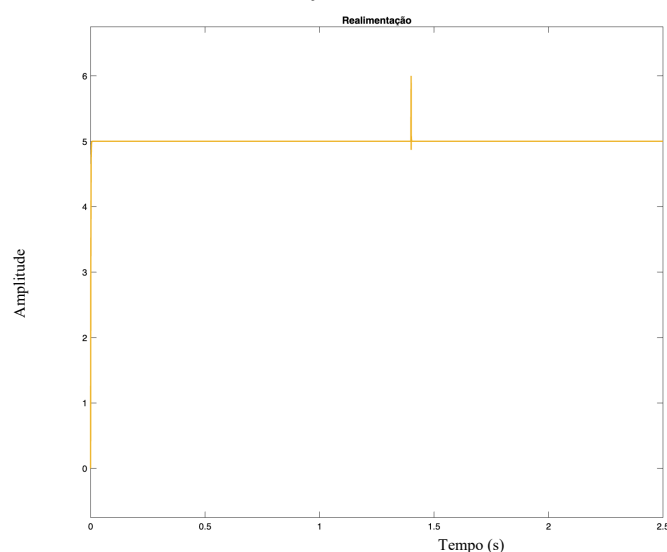
Gráfico 28 — Curva de reação da malha de controle com um degrau negativo na entrada



Fonte: elaborado pelo autor (2026).

Outra simulação realizada consistiu no aumento do valor da resistência da célula eletrolítica, o que simula uma possível oxidação de seus terminais elétricos e o consequente aumento da tensão que a alimenta. Assim, foi gerado um degrau positivo no tempo de simulação de 1,4 s. Novamente, o controlador I-PDF mostrou que os ajustes dos parâmetros foram assertivos para o sistema de geração de hidrogênio por meio da célula eletrolítica, com alimentação elétrica proveniente de células fotovoltaicas, fazendo com que o conversor CC-CC do tipo *Buck* controlasse a tensão de saída para a célula eletrolítica em 5 Vcc. A curva de reação é apresentada no Gráfico 29.

Gráfico 29 — Curva de reação da malha de controle com um degrau positivo na saída

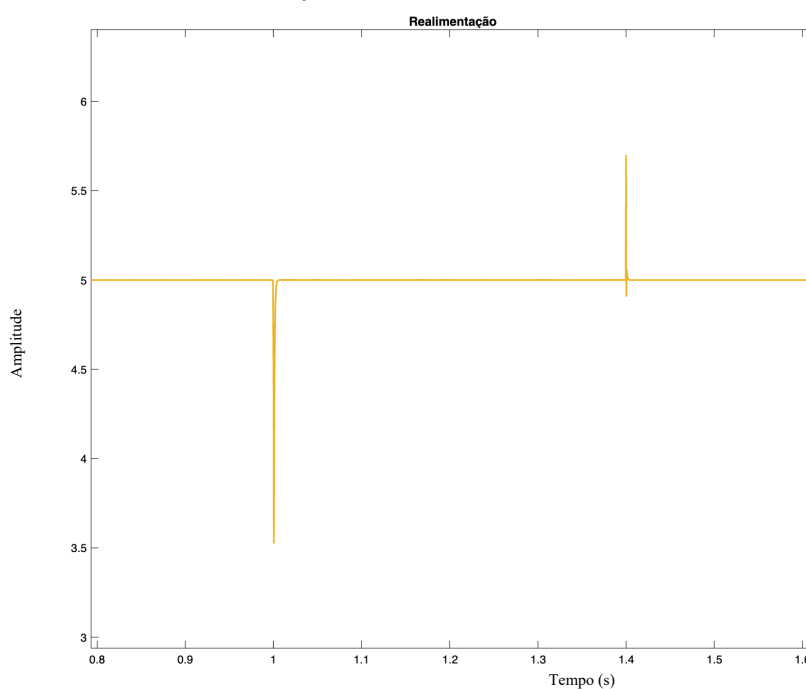


Fonte: elaborado pelo autor (2026).

Na última simulação, foram inseridos dois distúrbios: um na entrada do conversor *Buck*, no tempo de 1,0 s, simulando uma obstrução parcial da célula fotovoltaica, e outro na saída do conversor *Buck*, no tempo de 1,4 s, simulando uma variação na resistência da célula eletrolítica. Se a resistência aumentar, a tensão elétrica também aumentará e, por conseguinte, a corrente elétrica para a célula eletrolítica diminuirá. Caso ocorra um aumento da corrente na célula eletrolítica em função de uma diminuição na sua resistência, acima de um determinado valor (na célula eletrolítica do laboratório o valor é de 300 mA/cm²), a velocidade de geração de hidrogênio aumenta, o que é indesejável, pois aumenta a polarização e resistência ôhmica em função das bolhas de hidrogênio no eletrodo, cujo impacto é a redução da eficiência faradaica e o aumento do consumo específico de energia elétrica no processo eletrolítico.

O Gráfico 30 apresenta a curva de reação da malha de controle com os dois distúrbios, com o controlador I-PDF mantendo a tensão constante em 5 Vcc na célula eletrolítica, de modo a produzir hidrogênio verde.

Gráfico 30 — Curva de reação da malha de controle com distúrbio na entrada e na saída



Fonte: elaborado pelo autor (2026).

7 CONCLUSÃO

Esta dissertação teve como propósito desenvolver, modelar e avaliar um sistema de controle PID aplicado a um conversor CC-CC do tipo *Buck*, destinado ao fornecimento estável de tensão elétrica a uma célula eletrolítica alimentada por módulos fotovoltaicos. A partir da modelagem matemática do conversor, da construção do ambiente de simulação no *Simulink do MATLAB* e da análise comparativa de diferentes estruturas de controladores PID, foi possível demonstrar que o uso do controlador I-PDF é plenamente viável. Portanto, o uso deste tipo de controlador no cenário simulado é relevante e eficaz para garantir a produção contínua e segura de hidrogênio verde, no escopo desta dissertação. Em um cenário global que exige soluções energéticas menos poluentes e sustentáveis, o controle preciso da eletrólise torna-se essencial para a viabilidade técnica e econômica dessa rota tecnológica.

Os resultados obtidos evidenciaram que o conversor *Buck*, quando operado em modo de condução contínua e devidamente compensado, apresenta excelente capacidade de regulação da tensão, mesmo diante de perturbações típicas da geração fotovoltaica, como variações abruptas de irradiância, oscilações térmicas e variações na carga. A aplicação de controladores PID mostrou-se fundamental para mitigar os efeitos da intermitência solar, garantindo que a célula eletrolítica receba níveis adequados e estáveis de tensão e de corrente, preservando sua integridade e assegurando a eficiência do processo de eletrólise.

A comparação entre os diferentes controladores simulados permitiu identificar estruturas mais robustas e adequadas ao comportamento dinâmico do sistema. Em particular, os controladores de segunda ordem com pesos fixos, como o I-PD, o ID-P e o I-PDF apresentaram melhor desempenho dentre os controladores simulados, para o modelo e os parâmetros adotados, sendo os resultados apresentados na Tabela 56. O controlador I-PDF (Integral-Proporcional-Derivativo-Filtrado) destacou-se como o controlador de melhor desempenho em razão de uma característica estrutural que nenhuma das demais configurações reúne de forma simultânea: ao fixar os pesos de ponto de ajuste em $b = 0$ e $c = 0$, as ações proporcional e derivativa são deslocadas integralmente para a malha de realimentação, operando exclusivamente sobre o sinal de saída medido, enquanto a referência atua apenas pela ação integral no caminho direto. Essa arquitetura elimina os zeros da função de transferência de malha fechada no sentido de referência $\rightarrow$ saída, o que suprime completamente o sobressinal (0%) independentemente dos ganhos sintonizados, resultado impossível de se alcançar nas estruturas 1-DOF, pois as ações proporcional e derivativa reagem instantaneamente ao degrau na referência, amplificando o transitório. Ao mesmo tempo, como as ações proporcional e derivativa permanecem ativas na realimentação, qualquer distúrbio externo que perturbe a

saída, como a queda de irradiância solar ou a variação da resistência no eletrolisador, é detectado e há a correção imediata por essas ações, preservando a velocidade de rejeição a perturbações que é o ponto fraco das estruturas puramente integrais. O resultado prático é que o controlador I-PDF combinou o menor tempo de acomodação entre todos os controladores estáveis ($t_s = 3$ ms), robustez ideal ($R_o = 1,00$; $M_s = 1,00$) e resposta suave sem oscilações, superando os controladores de segunda ordem com pesos variáveis, como o PIDF2, com $t_s \approx 3,8$ ms e com sobressinal e os demais controladores com pesos fixos, como o I-PD, com $t_s \approx 3,45$ ms e o IDF-P, com $t_s \approx 3,17$ ms e $R_o = 1,010$, confirmando que a separação estrutural entre os canais de rastreamento e rejeição a distúrbios, aliada à filtragem do termo derivativo, é a combinação ótima para a regulação precisa de tensão em conversores *Buck* aplicados à produção de hidrogênio verde. Esses resultados reforçam a importância de arquiteturas de controle com dois graus de liberdade em sistemas de potência sensíveis, nos quais a estabilidade e a proteção dos componentes são fatores críticos.

Além do mérito técnico, este trabalho contribui para a consolidação de soluções acessíveis e de baixo custo para o controle de sistemas de produção de hidrogênio verde, demonstrando que técnicas clássicas, quando bem aplicadas, continuam extremamente relevantes no contexto da transição energética. A integração entre eletrônica de potência, controle automático e fontes renováveis abre caminho para aplicações descentralizadas, especialmente em regiões com alta disponibilidade de energia solar, como o Nordeste brasileiro.

Por fim, conclui-se que o objetivo proposto foi plenamente alcançado. Ficou comprovado que o uso do controlador PID, em suas variantes, é plenamente adequado, nas condições avaliadas, para controlar a tensão de saída do conversor do tipo *Buck*, com o objetivo de manter os parâmetros elétricos necessários à produção de hidrogênio verde na célula eletrolítica, a partir de uma fonte de energia renovável. O sistema de controle desenvolvido mostrou-se eficiente, robusto e compatível com as exigências operacionais da eletrólise da água do mar, considerando o modelo linearizado do conversor e o equivalente elétrico da célula eletrolítica. Assim, a implementação de um controlador I-PDF otimizado em conversores do tipo *Buck* reduz o tempo de acomodação do sistema e mantém a estabilidade da tensão de alimentação do eletrolisador sob distúrbios na entrada e na saída do conversor, assegurando a estabilidade da produção de hidrogênio verde e preservando a vida útil da célula eletrolítica.

Como perspectivas futuras, já que a metodologia da dissertação foi baseada em simulações no *Simulink* do *MATLAB*, recomenda-se a implementação experimental dos sistemas (módulo fotovoltaico, conversor do tipo *Buck*, controlador PID e célula eletrolítica), com foco na modelagem e/ou identificação dos sistemas, para posterior investigação de técnicas

de controle adaptativo ou inteligente e para a análise do desempenho do sistema de controle em condições reais de operação. Isso permitirá incluir as características não lineares, por exemplo, da célula eletrolítica, decorrentes de temperatura e pressão, que podem impactar a sintonia do controlador.

Tais avanços citados acima poderão proporcionar maior aderência e confiabilidade ao controle do processo, contribuindo para o fortalecimento do hidrogênio verde como vetor energético estratégico para um futuro sustentável.

REFERÊNCIAS

- AGOSTINHO, R. U. de A.; RIBAS, L. C. Hidrogênio verde e usos múltiplos dos recursos hídricos: análise crítica de (integração de e entre) políticas públicas e legislação ambiental. **Revista de Tecnologia & Gestão Sustentável**, Tupã, v. 2, n. 7, 2023. DOI: 10.17271/rtgs.v2i7.4644. Disponível em: <https://publicacoes.amigosdanatureza.org.br/index.php/rtgs/article/view/4644>. Acesso em: 14 maio 2026.
- AL-EZZI, A. S.; ANSARI, M. N. M. **Photovoltaic Solar Cells: A Review**. Applied System Innovation, v. 5, n. 4, 2022.
- ÅSTRÖM, K. J.; HÄGGLUND, T. **Advanced PID Control**. Research Triangle Park: ISA – Instrumentation, Systems, and Automation Society, 2006.
- ÅSTRÖM, K. J.; MURRAY, R. M. **Feedback systems: an introduction for scientists and engineers**. Princeton: Princeton University Press, 2008.
- ÅSTRÖM, K. J.; HÄGGLUND, T. Revisiting the Ziegler–Nichols step response method for PID control. **Asian Journal of Control**, [S. l.], v. 18, n. 4, p. 1162–1172, 2016.
- BALESTIERI, J. A. P. A geração de energia no contexto da sustentabilidade. In: VILANOVA, M. R. N.; SHIINO, M. Y. (org.). **Fronteiras da engenharia e ciências ambientais: perspectivas multidisciplinares**. São Paulo: Editora UNESP, 2020. p. 11-34. Disponível em: <https://books.scielo.org/id/7cnwy/pdf/lontente-9786557140093-02.pdf>. Acesso em: 5 nov. 2025.
- BARBI, I. **Teoria de conversores CC-CC chaveados não isolados**. 3. ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2022.
- BENNETT, S. **A history of control engineering 1930-1955**. London: Peter Peregrinus Ltd, 1993.
- BEYTIR, T.; YILDIZ, S.; GÖKTAŞ, H. H. A review of meta-heuristic optimization techniques for PID controller tuning. **Neural Computing and Applications**, [S. l.], v. 34, p. 11219–11246, 2022.
- BORASE, R. P. et al. A review of PID control, tuning methods and applications. **International Journal of Dynamic Control**, [S. l.], v. 9, p. 818–827, 2021.

CAIAFA, C.; ROMIJN, H.; DE CONINCK, H. C. **Identifying opportunities and risks from green hydrogen: a framework and insights from a developing region in Brazil**. *Climate Policy*, [s. l.], v. 25, n. 4, p. 612-630, 2025. DOI: 10.1080/14693062.2024.2407848. Disponível em: <https://www.tandfonline.com/doi/full/10.1080/14693062.2024.2407848>. Acesso em: 4 jun. 2026.

CHEN, X.; HUI, W.; WANG, Q. et al. **Entropy-driven strategy stabilizes photoactive halide perovskites for inverted solar cells**. *Nature Communications*, v. 16, 9717, 2025. Disponível em: <https://www.nature.com/articles/s41467-025-64728-w>. Acesso em: 5 nov. 2025.

COELHO, S.; MONTEIRO, V.; AFONSO, J. L. **Topological advances in isolated DC–DC converters: high-efficiency design for renewable energy integration**. *Sustainability*, Basel, v. 17, n. 6, 2025. Disponível em: <https://www.mdpi.com/2071-1050/17/6/2336>. Acesso em: 14 maio 2026.

COHEN, G. H.; COON, G. A. **Theoretical consideration of retarded control**. *Transactions of the ASME*, v. 75, p. 827-834, 1953.

DAWOOD, F.; ANDA, M.; SHAFIULLAH, G. M. **Hydrogen production for energy: an overview**. *International Journal of Hydrogen Energy*, Oxford, v. 45, n. 7, p. 3847-3869, 2020.

DORF, R. C.; BISHOP, R. H. **Modern control systems**. 13. ed. Hoboken: Pearson, 2017. 1088 p.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. 3. ed. Cham: Springer, 2020.

FERNANDES, R. et al. Critical review on the analysis of electrochemical impedance spectroscopy data. **Journal of Applied Physics**, [S. l.], v. 138, n. 12, 125002, 2025.

FERNÁNDEZ, H. et al. **Modelo genérico de celdas fotovoltaicas**. *Universidad, Ciencia y Tecnología*, Puerto Ordaz, v. 12, n. 48, jul. 2008. Disponível em: https://ve.scielo.org/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S1316-48212008000300006. Acesso em: 5 nov. 2025.

GHOSH, A. **Solar-Powered Green Hydrogen from Electrolyzer (PV–H₂): A Review**. *Solar RRL*, [s. l.], v. 9, n. 14, 2025. Disponível em: <https://doi.org/10.1002/solr.202500150>. Acesso em: 4 jun. 2026.

GOMONOV, K.; PERMANA, C. T.; HANDOKO, C. T. **The growing demand for hydrogen: current trends, sectoral analysis, and future projections.** Unconventional Resources, [s. l.], 2025. DOI: 10.1016/j.uncres.2025.100176. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2666519025000421>. Acesso em: 4 jun. 2026.

HE, M. et al. A generic equivalent circuit model for PEM electrolyzer with multi-timescale and stages under multi-mode control. **Applied Energy**, [S. l.], v. 359, p. 122728, 2024. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2024.122728>. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/abs/pii/S0306261924001119>. Acesso em: 4 jun. 2026

IEA - INTERNATIONAL ENERGY AGENCY. **The future of hydrogen: seizing today's opportunities.** Paris: IEA, 2019. 203 p. Disponível em: <https://www.iea.org/reports/the-future-of-hydrogen>. Acesso em: 5 nov. 2025.

JOSEPH, S. B. et al. **Metaheuristic algorithms for PID controller parameters tuning: review, approaches and open problems.** Heliyon, [S. l.], v. 8, n. 5, e09335, 2022. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.heliyon.2022.e09335>. Disponível em: [https://www.cell.com/heliyon/fulltext/S2405-8440\(22\)00687-9](https://www.cell.com/heliyon/fulltext/S2405-8440(22)00687-9). Acesso em: 5 nov. 2025.

KUMARAGURUPARAN, S.; ELANGO, K. **Optimal control strategies for high-efficiency non-isolated DC-DC buck converters in IoT applications: a comparative study.** *Heliyon*, Amsterdam, v. 10, n. 18, 2024. Disponível em: <https://www.cell.com/heliyon/fulltext/S2405-8440%2824%2914150-3>. Acesso em: 14 maio 2026.

LASIA, A. **Electrochemical Impedance Spectroscopy and its Applications.** New York: Springer, 2014. 367 p.

MACHÍN, A.; MÁRQUEZ, F. **Advancements in Photovoltaic Cell Materials: Silicon, Organic, and Perovskite Solar Cells.** *Materials*, v. 17, n. 5, 2024.

MALDONADO, L. E.; MALDONADO, J. L. Diseño y simulación de una planta fotovoltaica para el máximo aprovechamiento del recurso solar en Toluviejo, Colombia. **Universidad, Ciencia y Tecnología**, Quito, v. 28, n. 125, 2024. Disponível em: https://ve.scielo.org/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S1316-48212024000400047. Acesso em: 5 nov. 2025.

MATHWORKS. **MATLAB and Simulink: release R2026a.** Natick, MA: The MathWorks Inc., 2026.

MINORSKY, N. **Directional stability of automatically steered bodies**. Journal of the American Society for Naval Engineers, v. 34, n. 2, p. 280-309, 1922.

MONJE, C. A. et al. **Fractional-order systems and controls: fundamentals and applications**. London: Springer, 2010. 415 p.

NREL - NATIONAL RENEWABLE ENERGY LABORATORY (NREL, 2024). **Interactive best research-cell efficiency chart. Golden, CO: NREL, 2024.** Disponível em: <https://www.nrel.gov/pv/interactive-cell-efficiency>. Acesso em: 14 maio 2026.

O'DWYER, A. **Handbook of PI and PID controller tuning rules**. 3. ed. London: Imperial College Press, 2009. 622 p.

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

OGUNDIPE, O. B.; OKWANDU, A. C.; ABDULWAHEED, S. A. **Recent advances in solar photovoltaic technologies: Efficiency, materials, and applications**. GSC Advanced Research and Reviews, 2024.

OLIVEIRA, T. F.; QUEIROZ, F. S.; AQUINO, A. L. L. **Previsão de irradiância solar em Maceió-AL: uma análise comparativa entre modelos de Machine Learning e Deep Learning**. In: Anais do Workshop Brasileiro de Micrometeorologia. IFAL Maceió, 2025. Disponível em: https://www.even3.com.br/anais/xiv_wbmicro/1281659-previsao-de-irradiancia-solar-em-maceio-al--uma-analise-comparativa-entre-modelos-de-machine-learning-e-deep-lea. Acesso em: 4 jun. 2026.

ORAZEM, M. E.; TRIBOLLET, B. **Electrochemical Impedance Spectroscopy**. 2. Ed. Hoboken: Wiley, 2017.

RASHID, M. H. **Power Electronics: Circuits, Devices, and Applications**. 4. ed. Boston: Pearson, 2014. 1056 p.

SARTORI, E. R. et al. Construção de uma célula eletrolítica para o ensino de eletrólise a partir de materiais de baixo custo. **Química Nova na Escola**, [S. l.], v. 35, n. 2, p. 107-111, 2013.

SEBORG, D. E.; EDGAR, T. F.; MELLICHAMP, D. A.; DOYLE III, F. J. **Process Dynamics and Control**. 3. ed. Hoboken: Wiley, 2010.

SILVA, A. F. B. **Conversor CC-CC Buck não-isolado para controle de uma célula eletrolítica**. 2025. 78 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Alagoas, Rio Largo, 2025a.

SILVA, G. H. R. da; NASCIMENTO, A.; BAUM, C. D.; NASCIMENTO, N.; MATHIAS, M. H.; AMRO, M. **Renewable energy perspectives: Brazilian case study on green hydrogen production**. AIMS Energy, [s. l.], v. 13, n. 2, p. 449-470, 2025b. DOI: 10.3934/energy.2025017. Disponível em: <https://www.aimspress.com/article/doi/10.3934/energy.2025017>. Acesso em: 4 jun. 2026.

SILVA, G. J.; DATTA, A.; BHATTACHARYYA, S. P. **PID controllers for time-delay systems**. Boston: Birkhäuser, 2005.

SILVA JÚNIOR, L. H. et al. **Global assessment of hydrogen production from the electrical grid aiming the Brazilian transportation sector**. Energy for Sustainable Development, [s. l.], 2025. DOI: 10.1016/j.esd.2024.101602. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/abs/pii/S0973082624002527>. Acesso em: 4 jun. 2026.

SILVA JÚNIOR, R. S.; RAMOS, D. N. S. **Mapeamento solarimétrico do estado de Alagoas em anos de eventos extremos pluviométricos, utilizando o modelo WRF-Solar**. Revista Brasileira de Geografia Física, v. 19, n. 3, p. 1120-1135, 2026. Disponível em: <https://periodicos.ufpe.br/revistas/rbgfe/article/view/265793>. Acesso em: 4 jun. 2026.

SKOGESTAD, S. **Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning**. Journal of Process Control, v. 13, n. 4, p. 291-309, 2003.

SKOGESTAD, S.; POSTLETHWAITE, I. **Multivariable feedback control: analysis and design**. 2. ed. Chichester: Wiley, 2005. 574 p.

SOARES L., SOUZA A., PICCINI A., SANTOS I. **Control proposal for photovoltaic inverters with reactive power supply for voltage stability during momentary sags and in steady state**. IEEE Latin America Transactions, [s. l.], v. 21, n. 9, p. 1007-1014, 2023, DOI: 10.1109/TLA.2023.10251807. Acesso em: 4 jun. 2026.

TIMMERS, V.; EGEA-ÁLVAREZ, A.; GKOUNTARAS, A.; XU, L. **Multi-objective optimization and comparison of DC/DC converters for offshore wind turbines**. IEEE Access, Piscataway, v. 12, 2024. Disponível em: <https://pureportal.strath.ac.uk/files/213862162/Timmers-et-al-IEEE-Access-2024-Multi-objective-optimization-and-comparison-of-DC-DC-converters.pdf>. Acesso em: 14 maio 2026.

URSÚA, A.; GANDÍA, L. M.; SANCHIS, P. **Hydrogen production from water electrolysis: current status and future trends**. Proceedings of the IEEE, New York, v. 100, n. 2, p. 410-426, 2012.

VIOLA, J. **Advanced PID control: theory and applications towards a smarter PID controller**. *Electronics*, [S. l.], v. 12, n. 3, 2023. Disponível em: https://www.mdpi.com/journal/electronics/special_issues/7F4MU3L92B. Acesso em: 5 nov. 2025

WANG, T.; CAO, X.; JIAO, L. **PEM water electrolysis for hydrogen production: fundamentals, advances, and prospects**. *Carbon Neutrality*, v. 1, n. 21, 2022. Disponível em: <https://link.springer.com/article/10.1007/s43979-022-00022-8>. Acesso em: 5 nov. 2025.

WESELEK, A. et al. **Agrophotovoltaic systems: applications, challenges, and opportunities**. *Agronomy for Sustainable Development*, v. 39, n. 35, 2019. Disponível em: <https://link.springer.com/article/10.1007/s13593-019-0581-3>. Acesso em: 5 nov. 2025.

WU, L. et al. Direct seawater electrolysis for green hydrogen production: electrode designs, cell configurations, and system integrations. *Energy & Environmental Science*, [S. l.], v. 18, n. 10, p. 4596–4624, 2025. DOI: 10.1039/d5ee01093d. Disponível em: <https://doi.org/10.1039/d5ee01093d>. Acesso em: 4 jun. 2026.

WU, Y. et al. **Electrochemical synthesis of high-efficiency water electrolysis catalysts**. *Electrochemical Energy Reviews*, v. 8, n. 2, 2025. Disponível em: <https://link.springer.com/article/10.1007/s41918-024-00237-6>. Acesso em: 5 nov. 2025.

ZIEGLER, J. G.; NICHOLS, N. B. **Optimum settings for automatic controllers**. *Transactions of the ASME*, v. 64, p. 759-768, 1942.