



BANCADA DIDÁTICA DE BAIXO CUSTO PARA ENSINO DE CONTROLADORES APLICADOS À SISTEMAS DE POTÊNCIA *LOW COST TEACHING BENCH FOR TEACHING CONTROLLERS APPLIED TO POWER SYSTEMS*

Alexandre Filgueira Soares¹ 

Pedro Henrique Diehl² 

Paulo Jefferson Dias de Oliveira Evald³ 

Resumo: Os sistemas de controle estão presentes em diversas aplicações rotineiras, sejam elas aplicações industriais, comerciais, biomédicas, entretenimento, ou quaisquer outras. Entretanto, colocar o aprendizado das teorias de controle em prática nem sempre é uma tarefa trivial, visto que há outras atividades fundamentais envolvidas que precedem a implementação dos controladores na prática. Além disso, a própria programação dos controladores em linguagem adequada para um microcontrolador comumente traz desafios aos estudantes que estão acostumados apenas a realizar simulações numéricas desses controladores. Todavia, o ato de implementar os controladores em um microcontrolador e a visualização de resultados experimentais colaboram significativamente para a sedimentação do conhecimento teórico dessas teorias. Entretanto, as bancadas didáticas comerciais mais populares para ensino de controle são sistemas com um custo relativamente elevado, que muitas vezes não está disponível no orçamento das instituições. Alternativamente, a construção de dispositivos de baixo custo é uma forma de suprir essa demanda e, com isso, colaborar para um ensino mais sólido, formando profissionais mais experientes em suas áreas devido ao aprendizado ativo. Desta forma, este trabalho apresenta o projeto de uma bancada didática de baixo custo para validação de diversas técnicas de controle. Esta bancada didática trata-se de um regulador de potência e para corroborar a viabilidade do uso desse protótipo para ensino de controle, um controlador deadbeat foi implementado e validado neste sistema.

Palavras-chave: Sistemas realimentados, Controle preditivo, Aprendizado ativo.

Abstract: Control systems are present in several routine applications, be they industrial, commercial, biomedical, entertainment, or any other applications. However, putting learning about control theories into practice is not always a trivial task, as there are other fundamental activities involved that precede the implementation of controllers in practice. Furthermore,

¹ Graduando de Engenharia Eletrônica, Universidade Federal de Pelotas, soares.alexandre@ufpel.edu.br.

² Graduando em Engenharia de Controle e Automação, Universidade Federal de Pelotas, diehl.pedroh@gmail.com.

³ Doutor em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Pelotas, paulo.evald@ufpel.edu.br.

programming the controllers in a language suitable for a microcontroller commonly poses challenges to students who are only used to performing numerical simulations of these controllers. However, the act of implementing the controllers on a microcontroller and the visualization of experimental results contribute significantly to the sedimentation of theoretical knowledge of these theories. However, the most popular commercial teaching benches for teaching control are systems with a relatively high cost, which is often not available in the institutions' budget. Alternatively, the construction of low-cost devices is a way to meet this demand and, therefore, contribute to more solid teaching, training more experienced professionals in their areas due to active learning. Therefore, this work presents the project of a low-cost teaching bench for validating various control techniques. This teaching bench is a power regulator and to corroborate the feasibility of using this prototype for teaching control, a deadbeat controller was implemented and validated in this system.

Keywords: Feedback systems, Predictive controller, Active learning.

1 INTRODUÇÃO

Os sistemas de controle são muito importantes para todos os engenheiros. O objetivo de um sistema de controle é libertar o ser humano de tarefas repetitivas e/ou inseguras, que podem ser realizadas de maneira precisa, segura e econômica por dispositivos de controle automático. Os desenvolvimentos recentes na integração em larga escala de dispositivos semicondutores e a consequente disponibilidade de microprocessadores baratos tornaram prático o uso de computadores como partes integrantes de sistemas de controle, tornando-os mais acessíveis e sofisticados (SINHA, 2013).

A eficiência e controle preciso de potência são elementos fundamentais em uma ampla gama de aplicações, desde pequenos motores (FREITAS *et al.*, 2024) a sistemas de energia renovável (EVALD; TAMBARA; GRÜNDLING, 2020). No entanto, garantir um fornecimento de potência estável e controlado pode ser desafiador devido às variações na carga e às flutuações na rede elétrica. Para abordar esses desafios, diversas técnicas de controle avançadas são frequentemente empregadas, buscando minimizar o tempo de resposta do sistema e garantir a sua estabilidade.

Os controladores digitais não são limitados a algumas funções básicas, ao contrário do controle analógico convencional ou do controle *feedforward* com elementos binários. Eles são flexíveis devido à possibilidade de programá-los, o que permite realizar cálculos complexos. Portanto, novas estratégias de controle têm sido desenvolvidas nas últimas décadas, tais como controladores ótimos (AB AZAR; SHAHMANSOORIAN; DAVOUDI, 2020), controladores robustos (JIN; SHEN; ZHOU, 2022), controladores por modos deslizantes (HOLLWEG *et al.*, 2022), controladores preditivos (MILBRADT *et al.*, 2022), controladores adaptativos (EVALD *et al.*, 2023), entre outros. Esse avanço dos controladores permite uma maior precisão no controle de sistemas de potência, bem como outras aplicações em geral.

Uma das classes de controle que vem sendo amplamente estudadas recentemente são os controladores preditivos. Essas estratégias de controle visam alcançar uma resposta transitória ideal em sistemas de controle em malha

fechada. Os controladores preditivos podem prever as dinâmicas do sistema e compensar instantaneamente as variações que implicaram em erros em um horizonte de previsão. Na literatura, diversas abordagens de controle preditivo têm sido propostas, vide (AGHDAM; LI; ZHU, 2020, DRGOÑA *et al.*, 2020, KARAMANAKOS *et al.*, 2020, HU *et al.*, 2021, SCHWENZER *et al.*, 2021, BANGI; KWON, 2023; BWAMBALE; ABAGALE; ANORNU, 2023), entre outros. Os trabalhos anteriormente citados foram aplicados nos seguintes sistemas: conversores de potência em microrredes, sistemas genéricos (artigo de revisão), sistemas de potência, subsistemas de microrredes, sistemas genéricos (artigo de revisão), reator do tipo tanque agitado e sistema de irrigação de precisão, respectivamente. Como pode ser notado na literatura recente, há uma forte atuação dos controladores preditivos na área da engenharia elétrica.

Tendo a discussão anterior em consideração, este trabalho propõe o desenvolvimento de uma bancada didática para ensino de técnicas de controle. A bancada em questão utiliza apenas componentes de baixo custo e sua estrutura de montagem é simples, pois o objetivo é que seja de baixo custo e facilmente construída, permitindo sua produção em maior escala para ser utilizada por pequenos grupos em sala de aula nas disciplinas cujo tópico principal é o ensino de controladores digitais. Para validação da viabilidade do sistema construído, os resultados experimentais de um controlador preditivo *deadbeat* implementado nesta bancada são apresentados. Ressalta-se que embora a bancada seja simples, todos os desafios da implementação do controlador em um sistema real estão presentes, sendo portanto um meio adequado para reforçar o aprendizado dos discentes.

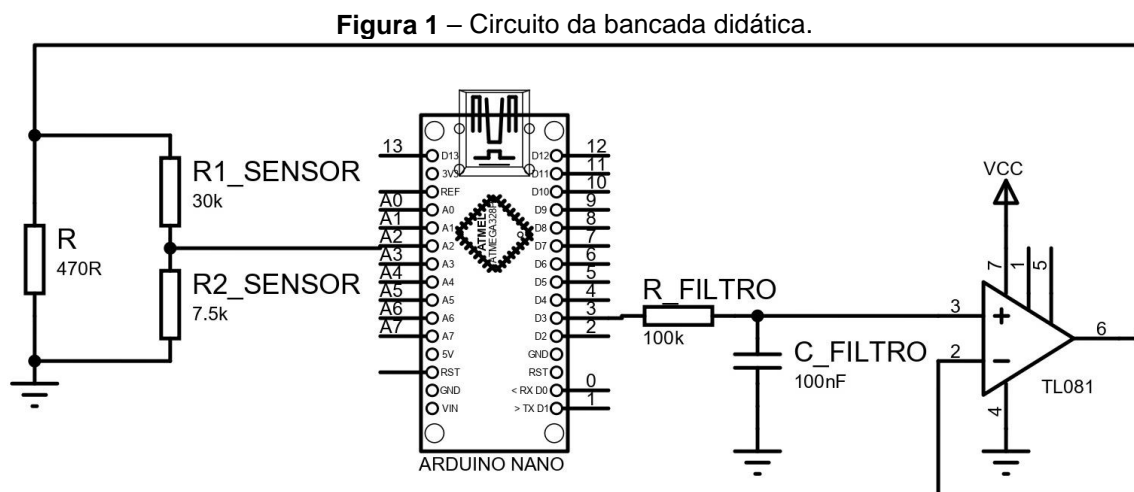
2 DESENVOLVIMENTO

Nesta seção é apresentada a montagem da bancada didática, bem como sua modelagem matemática, que é necessária para fins de projeto de controladores baseados em modelo.

2.1 Prototipagem da bancada didática

A bancada didática tem como problema de controle a regulação de potência de um resistor ($R = 470 \Omega$). Para tal, um *Arduino Nano* é utilizado para modular a ação de controle através de PWM (*pulse width modulation*) e dois resistores são utilizados como sensores ($R_{1SENSOR} = 30 \text{ k}\Omega$ e $R_{2SENSOR} = 7,5 \text{ k}\Omega$). Como a frequência do PWM é 490 Hz, sendo pulsos de tensões descontínuas, podem surgir flutuações nas tensões medidas. Portanto, um filtro RC passa-baixas é construído analogicamente para prover o valor médio do PWM. Os elementos desse filtro são $R_{filtro} = 100 \text{ k}\Omega$ e $C_{filtro} = 100 \text{ nF}$. Além disso, um *buffer* com um amplificador operacional TL081 também é inserido no laço de realimentação para que as impedâncias não interfiram no sinal.

A Figura 1 apresenta o esquema de ligações elétricas desse protótipo.



Fonte: Dos autores.

A frequência de corte do filtro passa-baixas RC é obtida através da seguinte relação:

$$f = \frac{1}{2\pi R_{filtro} C_{filtro}}, \quad (1)$$

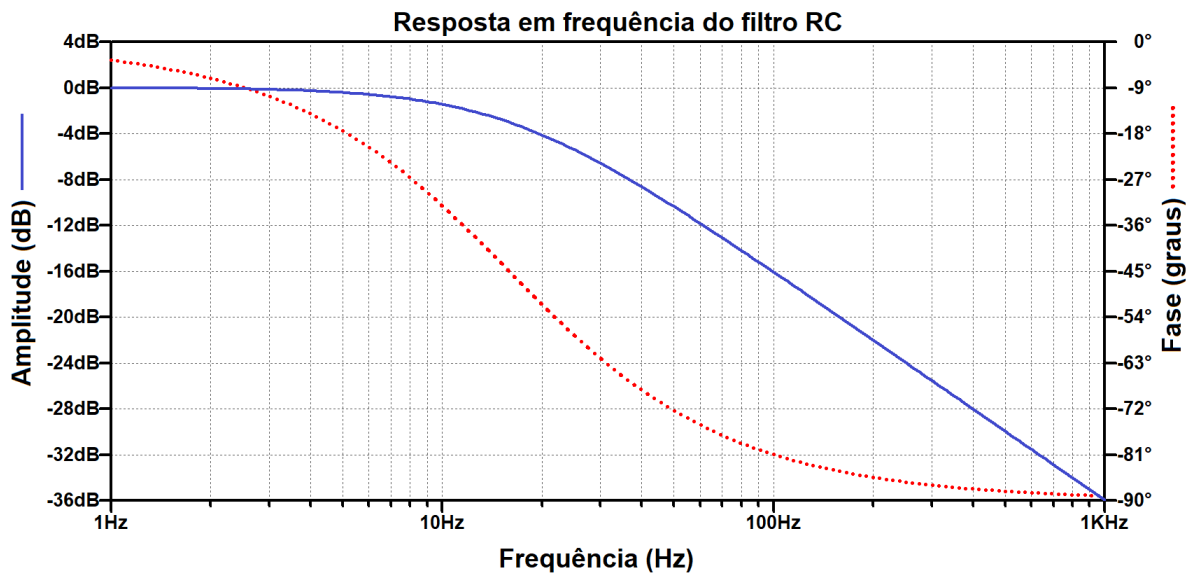
sendo R_{filtro} e C_{filtro} a resistência e capacitância do filtro RC, respectivamente.

Arbitrando o valor do capacitor em 100 nF e escolhendo um valor baixo para a frequência de corte (neste trabalho 15,92 Hz), obtém-se o valor do resistor como

$$R_{filtro} = \frac{1}{2\pi f C_{filtro}} = \frac{1}{2\pi \cdot 15,92\text{Hz} \cdot 100 \cdot 10^{-9}\text{F}} \cong 100\text{ k}\Omega \quad (2)$$

A Figura 2 apresenta o diagrama de Bode deste filtro, simulado no *LTspice*. Com a utilização deste filtro é possível eliminar a não-linearidade introduzida pelo PWM.

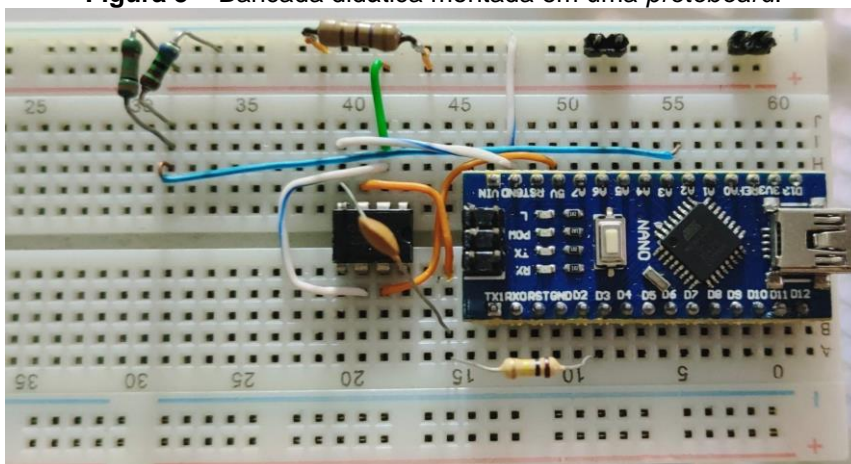
Figura 2 – Diagrama de Bode do filtro RC, sendo a curva azul a resposta da amplitude em dB no eixo vertical esquerdo e a curva vermelha a resposta da fase em graus no eixo vertical direito.



Fonte: Dos autores.

A Figura 3 mostra bancada didática montada em uma *protoboard*. Como pode-se observar, sua montagem é simples e rápida devido a pouca quantidade de componentes necessários para sua construção. Além disso, todos componentes são baratos e de fácil acesso em laboratório de controle, eletrônica e similares.

Figura 3 – Bancada didática montada em uma *protoboard*.



Fonte: Dos autores.

Neste trabalho, a faixa dinâmica fica limitada pelo *range* de operação do amplificador operacional usado como *buffer*, com uma alimentação simples de 5 V, tanto para o sinal amostrado quanto para a tensão fornecida à carga. A resolução do sinal amostrado é de 4,89 mV, ou seja, a resolução desse sinal é limitada pela resolução do conversor analógico-digital do *Arduino*, que é de 10 bits. Logo, 5 V dividido por 1024 é igual a 4,89 mV. Além disso, o circuito está em um ambiente controlado e livre de ruídos elétricos externos relevantes. Portanto, não se faz necessário um circuito adicional para mitigação de ruídos. Ainda, como a carga é de baixa potência (na ordem de mW), não é necessário uma fonte externa para fornecer potência ao circuito. A corrente consumida pelo resistor pode ser provida diretamente pelo *Arduino*. Caso contrário, seria necessário um circuito adicional para isolar galvanicamente a parte de controle (baixa potência) da parte de potência (alta potência) para maior segurança e um circuito de condicionamento adequado. Naturalmente, essa modificação alteraria a faixa dinâmica do sinal amostrado, pois a faixa dinâmica está relacionada à tensão da fonte de potência e às não-idealidades dos componentes utilizados nos circuitos de isolamento e condicionamento.

2.2 Modelagem matemática do sistema

Para o controle do sistema, primeiramente define-se uma potência de referência e o controlador deve modular a tensão a ser aplicada no resistor para

manter a potência desejada no sistema em malha fechada. Para esta realimentação, faz-se uma medida indireta da potência de saída, realizando a medição da tensão de saída. A potência P de um resistor é

$$P = \frac{V^2}{R}, \quad (3)$$

sendo V a tensão aplicada sobre o resistor (ação de controle) e R a resistência do resistor. Desse modo, a função de transferência $G(s)$ que relaciona a potência de saída (dinâmica controlada) com a tensão de entrada (sinal de realimentação) é

$$G(s) = \frac{V^2(s)}{V(s)R} = \frac{V(s)}{R}. \quad (4)$$

De (4), fica claro que ao modular a tensão de saída através do *Arduino*, pode-se controlar a tensão sobre o resistor e conseqüentemente sua potência. Para tal, diversas técnicas de controle podem ser implementadas e embarcadas no *Arduino* para que sejam sintetizadas e avaliadas experimentalmente.

2.3 Instrumentação

Conforme mencionado anteriormente, o método de sensoriamento adotado é um divisor de tensão, composto por $R_{1SENSOR}$ e $R_{2SENSOR}$. Ressalta-se que esses sensores possuem resistências na ordem de $k\Omega$, para não haver consumo de potência expressivo em relação a carga de alimentação, que é na ordem de Ω , enquanto mantém uma boa sensibilidade na medição. A atenuação desse sensor é

$$A = \frac{R_{2SENSOR}}{R_{2SENSOR} + R_{1SENSOR}} = \frac{7,5 k\Omega}{7,5 k\Omega + 30 k\Omega} = 0,2. \quad (5)$$

Dessa forma, a função de transferência do sistema, considerando a influência do sensor, é

$$G(s) = A \frac{V(s)}{R}. \quad (6)$$

No domínio z, a função de transferência do sistema é

$$G(z) = A \frac{V(z)}{R}. \quad (7)$$

3 RESULTADOS

Nesta seção uma técnica de controle é implementada para validar a bancada construída. A técnica escolhida é o controlador *deadbeat*. Na teoria de controle preditivo, esta estratégia de controle permite determinar qual o sinal de controle deve ser aplicado ao sistema para obter o regime permanente em um menor número de amostras. Embora sua estrutura seja simples, este controlador consegue prover uma resposta rápida ao sistema em malha fechada. A função de transferência deste controlador é

$$C(z) = \frac{V(z)}{e(z)} = \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}} \frac{1}{G(z)}, \quad (8)$$

sendo $G(z)$ a função de transferência discreta do sistema e z com potências negativas indicam os atrasos de tempo. Além disso, $V(z)$ e $e(z)$ representam a ação de controle (nesse contexto) e o erro de rastreamento, respectivamente.

Para o sistema deste trabalho, têm-se então:

$$\frac{V(z)}{e(z)} = \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}} \frac{1}{A \frac{V(z)}{R}} = \frac{Rz^{-1}}{V(z)A - V(z)Az^{-1}}, \quad (9)$$

A equação de diferenças implementável no microcontrolador é obtida de (9), reescrita a seguir. Ou seja,

$$\frac{V(z)}{e(z)} = \frac{Rz^{-1}}{V(z)A - V(z)Az^{-1}}, \quad (10)$$

que, ao desenvolver a equação, resulta em

$$V(z) = \sqrt{\frac{Rz^{-1}e(z) + Az^{-1}V^2(z)}{A}}. \quad (11)$$

A passagem do domínio Z para equação de diferenças dá-se diretamente aplicando os atrasos, ou seja, as dinâmicas que contém z^{-1} são atrasadas em uma amostra. Portanto, a equação de diferenças que sintetiza a ação de controle implementada no microcontrolador é

$$V(k) = \sqrt{\frac{Re(k-1) + AV^2(k-1)}{A}}, \quad (12)$$

que deve ser modulada pelo microcontrolador através de PWM, conforme discutido anteriormente.

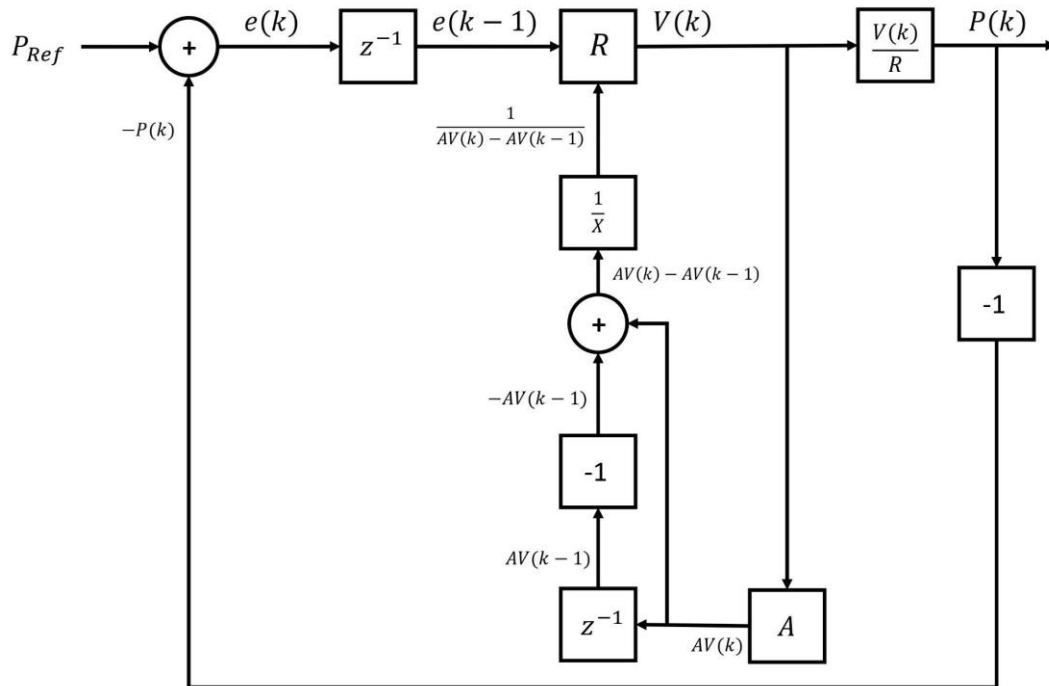
Para sintetizar a ação de controle V em uma variável que corresponda a razão cíclica (*duty cycle*) do PWM para implementação no *Arduino* utiliza-se o seguinte equacionamento:

$$duty(k) = \frac{V(k)}{V_{source}} \cdot 255, \quad (13)$$

onde $V(k)$ é a ação de controle no instante atual e V_{source} é a tensão da fonte de alimentação, que neste caso é 5 V. A variável $duty(k)$ pode assumir valores de 0 a 255, no qual corresponde em 0% à 100% da razão cíclica do PWM para o *Arduino*.

A Figura 4 apresenta o diagrama de blocos do sistema em malha fechada, sendo e o erro de rastreamento dado pela diferença entre a potência de saída do sistema P e a potência de referência P_{ref} .

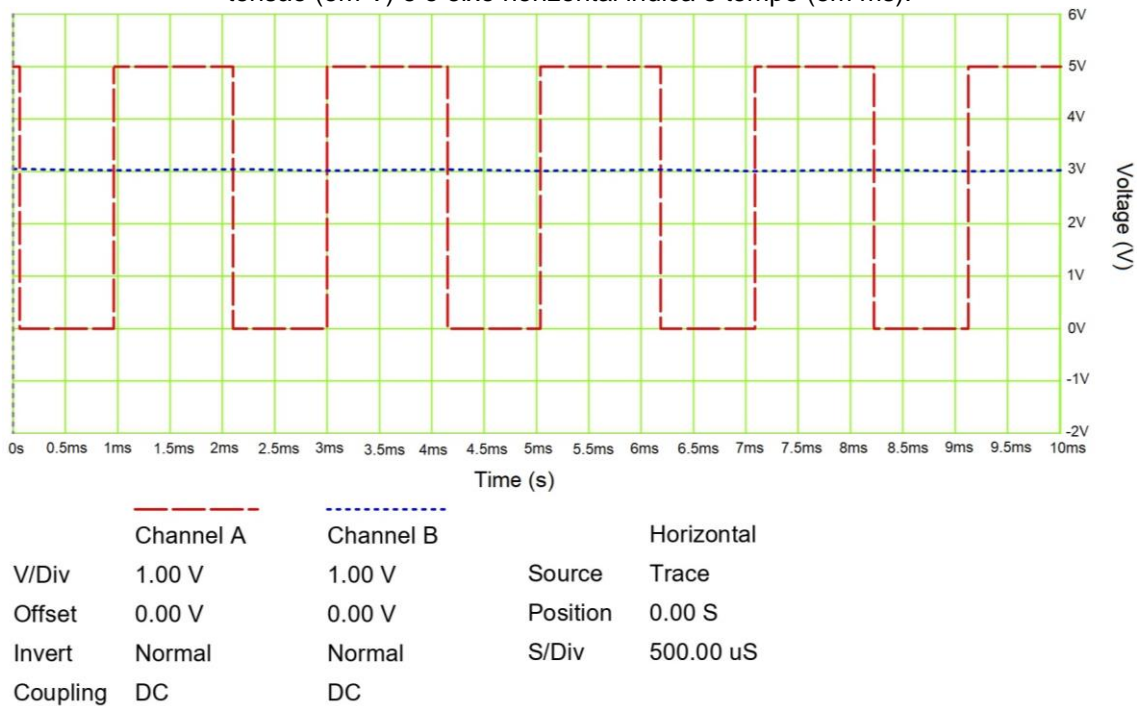
Figura 4 – Diagrama de blocos do sistema em malha fechada.



Fonte: Dos autores.

Uma simulação prévia foi realizada no software *Proteus Design Suite* antes de implementar o controlador no *Arduino*. Nesta simulação, a potência de referência é $P_{ref} = 19,149$ mW. A Figura 5 mostra a resposta do sistema em malha fechada com o controlador *deadbeat*. Nessas condições a tensão de saída é 3 V.

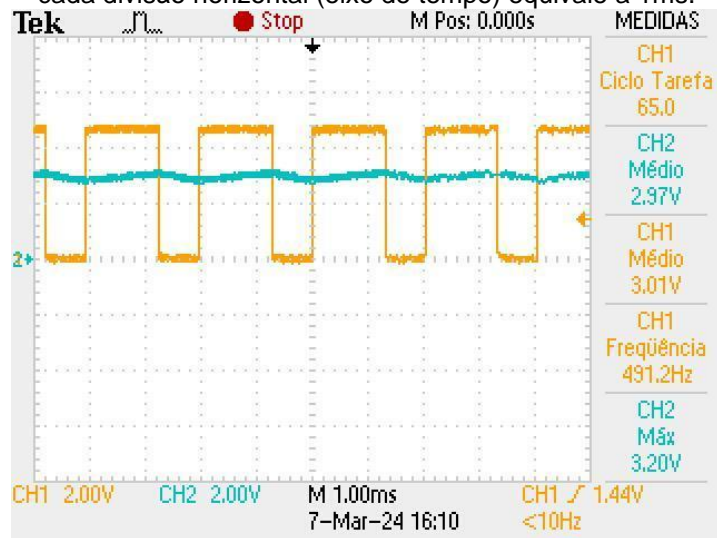
Figura 5 – Resposta do sistema em malha fechada em simulação, onde o eixo vertical indica a tensão (em V) e o eixo horizontal indica o tempo (em ms).



Fonte: Dos autores.

Após a avaliação em simulação, o controlador foi implementado no *Arduino*. A Figura 6 mostra a resposta do sistema em malha fechada.

Figura 6 - Resposta experimental do sistema em malha fechada extraído diretamente do osciloscópio. O canal 1 (CH1) mostra a saída do PWM direto do *Arduino* (curva em amarelo) e o canal 2 (CH2) mostra a tensão de saída fornecida para o resistor logo após o *buffer* do filtro (curva em azul). Cada divisão vertical (eixo de tensão) equivale a 2V em ambos os canais, e cada divisão horizontal (eixo de tempo) equivale a 1ms.

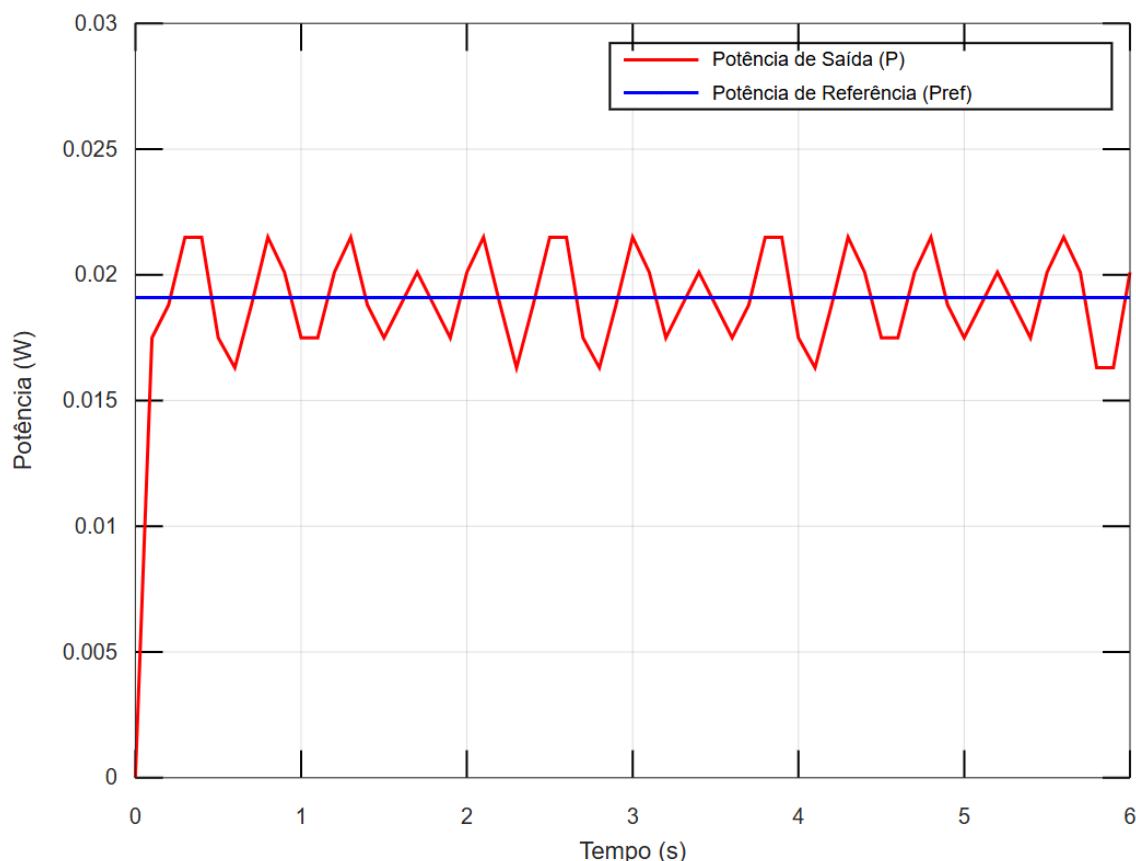


Fonte: Dos autores.

Conforme pode ser observado, o resultado experimental validou o resultado de simulação, cuja tensão média foi 3,01 V, mostrando a viabilidade do sistema construído.

A Figura 7 apresenta a potência controlada e a potência de referência para este experimento.

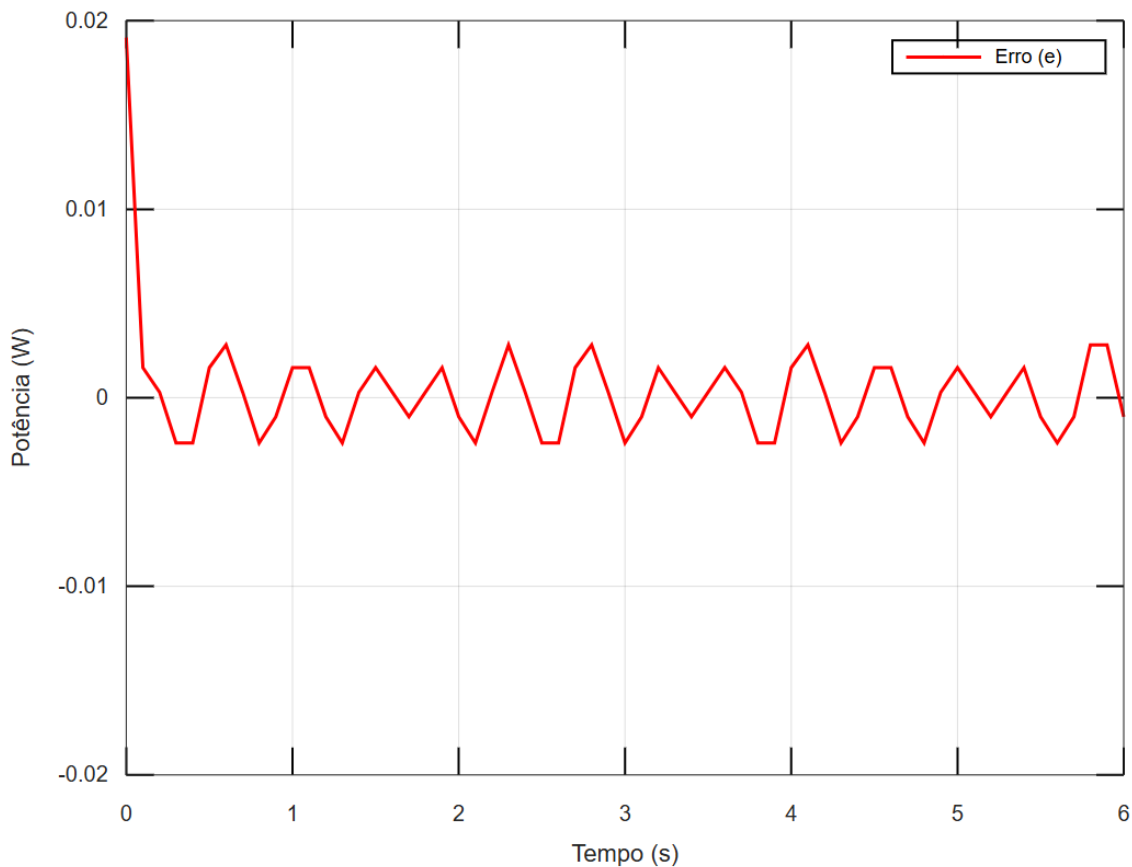
Figura 7 – Potência de saída (P) com um período de amostragem de 100 ms em vermelho e potência de referência ($P_{ref} = 19,149mW$) em azul.



Fonte: Dos autores.

Como pode ser observado, a potência se mantém próxima do valor de referência durante todo experimento, embora haja pequenos erros em regime permanente. Esse erro se deve principalmente devido às não idealidades dos componentes na prática, como por exemplo, o amplificador operacional TL081 não operar na faixa de 0 à 5 V, mas sim em aproximadamente 900 mV à 3,5 V. A Figura 8 mostra o erro de rastreamento da potência de referência durante o experimento.

Figura 8 – Gráfico do erro de rastreamento da potência (e) com um período de amostragem de 100 ms.



Fonte: Dos autores.

Ao analisar os resultados, pode-se afirmar que o circuito em malha fechada se comportou como esperado, reproduzindo de forma experimental uma resposta muito próxima aos resultados obtidos em simulação. Portanto, o objetivo do trabalho se cumpre, que é o desenvolvimento de uma bancada didática de baixo custo para ensino de técnicas de controle em cursos de graduação e técnico. Naturalmente, uma resposta em malha fechada com erro de rastreamento pode ser obtido através de outras técnicas de controle. Mas esse tipo de comparação sugere-se como atividade de sala de aula como um bom exercício de aprendizado e fixação do conhecimento.

4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho apresentou o projeto e construção de uma bancada didática para ensino de controladores. A bancada em questão utiliza apenas componentes de baixo custo e fácil acessibilidade, além de ser rapidamente prototipada. Para corroborar a viabilidade da bancada didática construída, um controlador *deadbeat* foi implementado e avaliado em simulação e experimentalmente na bancada. Os resultados experimentais validaram os resultados de simulação, corroborando a viabilidade da bancada didática para ensino de técnicas de controle.

REFERÊNCIAS

AB AZAR, N.; SHAHMANSOORIAN, A.; DAVOUDI, M. From inverse optimal control to inverse reinforcement learning: A historical review. **Annual Reviews in Control**, v. 50, p. 119-138, 2020.

AGHDAM, M. M.; LI, L.; ZHU, J.. Comprehensive study of finite control set model predictive control algorithms for power converter control in microgrids. **IET Smart Grid**, v. 3, n. 1, p. 1-10, 2020.

BANGI, M. S. F.; KWON, J. S.. Deep hybrid model-based predictive control with guarantees on domain of applicability. **AIChE Journal**, v. 69, n. 5, p. e18012, 2023.

BWAMBALE, E.; ABAGALE, F.; ANORNU, G. K. Data-driven model predictive control for precision irrigation management. **Smart Agricultural Technology**, v. 3, p. 100074, 2023.

DRGOÑA, J.; ARROYO, J.; FIGUEROA, I. C.; BLUM, D.; ARENDT, K.; KIM, D.; HELSEN, L. All you need to know about model predictive control for buildings. **Annual Reviews in Control**, v. 50, p. 190-232, 2020.

EVALD, P. J. D. O.; TAMBARA, R. V.; GRÜNDLING, H. A. A direct discrete-time reduced order robust model reference adaptive control for grid-tied power converters with LCL filter. **Eletrônica de Potência**, v. 25, n. 3, p. 361-372, 2020.

EVALD, P. J. D.; HOLLWEG, G. V.; DA SILVEIRA, W. B.; MILBRADT, D. M. C.; TAMBARA, R. V.; GRÜNDLING, H. A. Performance comparison of discrete-time robust adaptive controllers for grid-tied power converters under unbalanced grids.

e-Prime-Advances in Electrical Engineering, Electronics and Energy, v. 4, p. 100143, 2023.

FREITAS, J. B. S.; MARQUEZAN, L.; EVALD, P. J. D., PEÑAZOLA, E. A. G.; CELY, M. M. H.. A fuzzy-based Predictive PID for DC motor speed control. **International Journal of Dynamics and Control**, p. 1-11, 2024.

HOLLWEG, G. V.; EVALD, P. J. D. O.; MILBRADT, D. M. C.; TAMBARA, R. V.; GRÜNDLING, H. A. (2022). Design of continuous-time model reference adaptive and super-twisting sliding mode controller. **Mathematics and Computers in Simulation**, 201, 215-238.

HU, J.; SHAN, Y.; GUERRERO, J. M.; IOINOVICI, A.; CHAN, K. W.; RODRIGUEZ, J. Model predictive control of microgrids – An overview. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 136, p. 110422, 2021.

JIN, X.; SHEN, Y.; ZHOU, Q. (2022). A systematic review of robust control strategies in DC microgrids. **The Electricity Journal**, 35(5), 107125.

KARAMANAKOS, P.; LIEGMANN, E.; GEYER, T.; KENNEL, R. Model predictive control of power electronic systems: Methods, results, and challenges. **IEEE Open Journal of Industry Applications**, v. 1, p. 95-114, 2020.

MILBRADT, D. M. C.; HOLLWEG, G. V.; EVALD, P. J. D. O.; DA SILVEIRA, W. B.; GRÜNDLING, H. A. A robust adaptive one sample ahead preview controller for grid-injected currents of a grid-tied power converter with an LCL filter. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, v. 142, p. 108286, 2022.

SINHA, N. K. **Control Systems**. New Age International, 2013.

SCHWENZER, M.; AY, M.; BERGS, T.; ABEL, D. Review on model predictive control: An engineering perspective. **The International Journal of Advanced Manufacturing Technology**, v. 117, n. 5, p. 1327-1349, 2021.