

ISSN 2595-5934



PERIODICIDADE  
MENSAL

JUL      EDIÇÃO  
2026    Nº99

IDIOMAS  
PORTUGUÊS E INGLÊS



QUALIS B3



CAPES

## CONTROLE EM CASCATA APLICADO AO CONVERSOR BUCK CASCADED CONTROL APPLIED TO THE BUCK CONVERTER

RICARDO, Carlos Eduardo Novelletto<sup>1</sup>

### RESUMO

A eletrônica de potência é uma área da engenharia dedicada ao estudo do controle e conversão de energia elétrica. Este artigo tem como objetivo estudar e implementar uma estratégia de controle em cascata para o conversor *Buck*, amplamente utilizado para redução de tensão CC. Uma metodologia simplificada para a obtenção das funções de transferência do conversor *Buck* foi analisada e desenvolvida, visto que estas são essenciais para o projeto de controle. Essas funções de transferência foram aplicadas ao projeto e ajuste do controle em cascata da corrente do indutor e da tensão de saída utilizando controladores Proporcional-Integral (PI). O controle em cascata é uma estratégia que consiste em dois laços de controle aninhados, e sua principal vantagem é a capacidade de limitar a corrente do indutor do conversor *Buck*, prevenindo sobrecargas. Experimentos práticos foram conduzidos utilizando kits de desenvolvimento de conversor *Buck* para validar o desempenho e o projeto da estratégia de controle implementada, comparando os resultados da simulação com os obtidos em um conversor *Buck* físico.

**Palavras-chave:** Controle em cascata. Conversor *Buck*. Eletrônica de potência. Função de transferência.

### ABSTRACT

Power electronics is an area of engineering dedicated to the study of the control and conversion of electrical energy. This article aims to study and implement a cascaded control strategy for the Buck converter, which is widely used in DC voltage reduction. A simplified methodology for obtaining the transfer functions of the Buck converter was analyzed and developed, as these are essential for control design. These transfer functions were applied to the design and adjustment of the cascaded control of the inductor current and output voltage using Proportional-Integral (PI) controllers. Cascaded control is a strategy consisting of two nested control loops, and its main advantage is the ability to limit the inductor current of the Buck converter, thus preventing overloads. Practical experiments were conducted using Buck converter development kits to validate the performance and design of the implemented control

---

<sup>1</sup> Tecnólogo em Automação Industrial pelo Centro Federal de Educação tecnológica de Santa Catarina (CEFET-SC, atual IFSC) e Curso de Especialização em Desenvolvimento de Produtos Eletrônicos (Lato Sensu) pelo Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina (IFSC). e-mail: dudu.9lletto@gmail.com

strategy, comparing the simulation results with those obtained in a physical Buck converter.

**Keywords:** Buck converter. Cascaded control. Power electronics. Transfer function.

## 1 INTRODUÇÃO

A eletrônica de potência está presente em uma ampla variedade de campos, desde a geração de energia eólica até as fontes de alimentação para computadores. Uma topologia muito comum e amplamente utilizada é o conversor *Buck*, que é usado para reduzir a tensão em circuitos, proporcionando alta eficiência de conversão.

No desenvolvimento de conversores (por exemplo, fontes de alimentação chaveadas), é essencial obter suas funções de transferência para projetar o controle, havendo um estudo contínuo sobre esse assunto. Para determinar as funções de transferência do conversor *Buck* a técnica de pequenos sinais pode ser empregada, contudo, ela exige muito esforço matemático. Entretanto, a topologia do conversor *Buck* pode ser analisada como um filtro Indutor-Capacitor passa baixa. Essa abordagem alternativa foi desenvolvida e estudada com o objetivo de simplificar o cálculo das funções de transferência necessárias ao projeto da malha de controle em cascata da corrente do indutor e da tensão de saída no conversor *Buck*.

Inicialmente, as funções de transferência foram modeladas com base nos parâmetros nominais do conversor (indutância, capacitância, carga e tensão de entrada e saída) e são utilizadas para projetar o sistema de controle. Em seguida, foi desenvolvida uma estratégia de controle em cascata, baseada em funções de transferência, para a corrente do indutor e a tensão de saída, empregando compensadores Proporcional-Integral (PI). Essa estratégia de controle em cascata é utilizada para o projeto dos controladores e simulação. A principal vantagem do controle em cascata é a limitação da corrente do indutor, prevenindo condições de sobrecarga.

O desempenho da modelagem do controle em cascata foi avaliado experimentalmente por meio do uso de kits de desenvolvimento, com a discretização

de controladores PI para implementação digital. O objetivo é comparar os resultados obtidos em simulação com aqueles verificados no hardware físico.

## 2 O CONVERSOR BUCK

O conversor *Buck* tem a função principal de reduzir a tensão CC de entrada para uma tensão CC de saída mais baixa (MARTINS, BARBI, 2006), de forma eficiente e controlada. O modelo comutado do conversor *Buck* é mostrado na Figura 1(a) e consiste em:

- $V_g$ : Tensão de entrada.
- Chave (**Q1**): Ela atua como um elemento de controle, permitindo ou bloqueando o fluxo de corrente da fonte de entrada para o circuito.
- Diodo de roda livre (**Dr**): Ele fornece um caminho para a corrente do indutor quando a chave está desligada, permitindo que a energia armazenada seja liberada de forma controlada.
- Indutor (**L**): Este é o componente chave para o armazenamento de energia. A variação da corrente do indutor (ondulação da corrente) é inversamente proporcional ao valor da indutância. Um valor de indutância muito baixo pode levar ao modo de condução descontínua (MCD), enquanto um valor muito alto pode prejudicar a resposta dinâmica do conversor.
- Capacitor (**C**): O capacitor atua como um filtro, suavizando a tensão de saída e reduzindo a ondulação da tensão.

Carga do Conversor (**R**): A carga conectada ao conversor *Buck*.

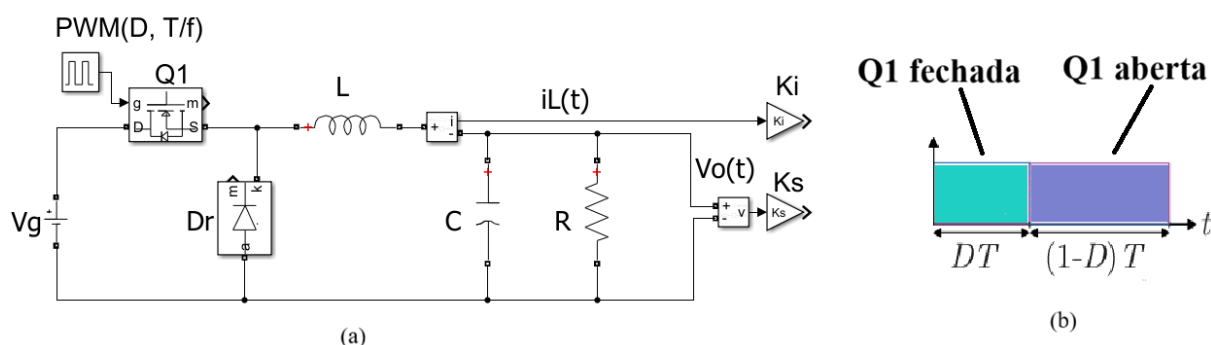
- $i_L(t)$ ,  $K_i$ : A corrente do indutor e o ganho do sensor de corrente, respectivamente.

$V_o(t)$ ,  $K_s$ : A tensão de saída e o ganho do sensor de tensão, respectivamente.

- *PWM* (Modulação de Pulso): O sinal de controle do conversor *Buck*, que é composto pela frequência de comutação  $f$ , pelo período  $T$  e pelo ciclo de trabalho  $D$ .



Figura 1 - Modelo comutado do conversor *Buck* (a). Sinais de PWM (Modulação de pulso) (b).



Fonte: Modificado de Erickson e Maksimovic (2001).

O ganho estático ideal do conversor buck, operando em modo de condução contínua (ERICKSON, MAKSIMOVIC, 2001), é dado por (1):

$$V_o = V_g D \quad (1)$$

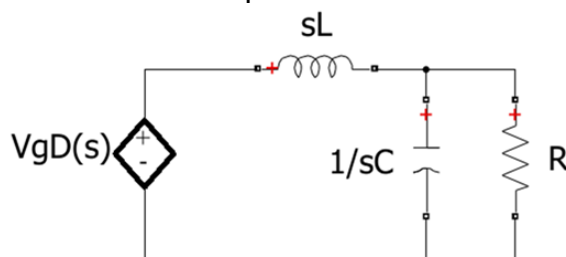
### 3 OBTENDO AS FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA PARA CONTROLE EM CASCATA

A função de transferência (OGATA, 2010) é um conceito fundamental na área de controle de processos, pois facilita a modelagem da relação dinâmica entre a entrada e a saída de um sistema. Suas aplicações incluem a análise de estabilidade, o projeto de controladores e a simulação do comportamento do sistema.

Em um conversor *Buck*, o ciclo de trabalho é variado para controlar a tensão de saída ou a corrente do indutor. Para obter as funções de transferência, o conversor *Buck* foi analisado como um filtro Indutor-Capacitor passa baixa, conforme mostrado na Figura 2. Portanto, os componentes do filtro devem ser convertidos para o domínio de Laplace, permitindo que a corrente ou a tensão sejam calculados como se os componentes estivessem representados por impedâncias em série ou em paralelo (SCHAUMANN, XIAO, ELWYN, 2009). Sendo assim, uma alternativa mais simples à

técnica de pequenos sinais (ERICKSON, MAKSIMOVIC, 2001), a qual demanda muito esforço matemático.

Figura 2 - Filtro passa baixa indutor-capacitor.



Fonte: Modificado de Schaumann, Xiao e Elwyn (2009).

Para o controle em cascata, é necessário determinar a relação entre a corrente do indutor  $i_L$  e o ciclo de trabalho  $D$ , bem como a relação entre a tensão de saída  $V_o$  e a corrente do indutor  $i_L$ . A função de transferência que representa o controle da corrente do indutor por meio do ciclo de trabalho é dada por:

$$H_{21}(s) = \frac{i_L(s)}{D(s)} = \frac{V_g R C s + V_g}{L R C s^2 + L s + R} \quad (2)$$

Além disso, a função de transferência que relaciona a variação da tensão de saída com a corrente do indutor é:

$$H_{22}(s) = \frac{V_o(s)}{i_L(s)} = \frac{R}{R C s + 1} \quad (3)$$

#### 4 CONTROLADOR PROPORCIONAL INTEGRAL (PI)

No controlador PI (TEXAS INSTRUMENTS, 2017), a saída do compensador é o erro multiplicado pelo ganho proporcional (P), mais a integral do erro multiplicado pelo produto dos ganhos proporcional (P) e integral (I). Ele é definido pela seguinte equação no domínio de Laplace:

$$PI(s)=P(1+I\frac{1}{s}) \quad (4)$$

À medida que o ganho do compensador se torna grande em baixas frequências, o componente CC do sinal de erro se aproxima de zero. Consequentemente, a tensão de saída em regime permanente é perfeitamente regulada e a perturbação na saída se aproxima de zero em corrente contínua (ERICKSON, MAKSIMOVIC, 2001).

#### 4.1 DISCRETIZAÇÃO DE COMPENSADORES

O controle do conversor, no experimento prático, é realizado por meio da utilização de uma plataforma digital. Consequentemente, a discretização do compensador é estudada e aplicada. Existem alguns métodos mais utilizados, sendo eles, Invariância ao Impulso (SMITH, 2011), Invariância ao Degrau (THEDE, 2005) e o Método da Aproximação Bilinear (OPPENHEIM, SCHAFER, 2009). O método utilizado é o bilinear pois procura aproximação integral no domínio do tempo.

A função de transferência do compensador PI no domínio de Laplace é dada por (4).

Utilizando a transformada Z bilinear (OPPENHEIM, SCHAFER, 2009), onde

$$s = \frac{2}{Ts} \left( \frac{1-Z^{-1}}{1+Z^{-1}} \right) \text{ e } U(k)=E(k) \cdot C(k), \text{ é possível discretizar o compensador, resultando em:}$$

$$U(k)=U(k-1)+E(k)a+E(k-1)b \quad (5)$$

Sendo:

$U(k)$  e  $U(k-1)$ , a saída atual do controlador e a saída anterior do controlador, respectivamente.

$E(k)$  e  $E(k-1)$ , o erro atual e o erro anterior, respectivamente.

$I$  e  $P$ , ganhos dos controladores: integral ( $I$ ) e proporcional ( $P$ ).

$$a \text{ e } b, a = \frac{2P+P \cdot I \cdot Ts}{2}, b = \frac{-2P+P \cdot I \cdot Ts}{2}$$

$T_s$ , O período de discretização em segundos.

A função em tempo discreto, apresentada em (5), será executada pelo código em linguagem C dentro do *firmware* do experimento prático com o conversor *Buck*.

Vale destacar que a discretização constitui uma aproximação dos controladores em tempo contínuo e, portanto, não representa uma equivalência exata (NEVES, 2015; TREDINNICK, 2005).

## **5 MODELO DE FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO CONTROLE EM CASCATA EM MALHA FECHADA PARA A CORRENTE DO INDUTOR E A TENSÃO DE SAÍDA**

Para desenvolver o modelo em malha fechada para o controle em cascata (FERNANDEZ, 2021; BOJORGE, 2017), as funções de transferência em (2) e (3) foram utilizadas. O controlador de tensão de saída,  $C_{cv}(s)$ , e o controlador de corrente do indutor,  $C_{ci}(s)$ , são implementados usando (4). Formando assim o modelo de função de transferência em malha fechada do controle em cascata mostrado na Figura 3.

O modelo de função de transferência em cascata em malha fechada, mostrado na Figura 3, emprega uma estrutura hierárquica de dois laços para a regulação precisa da tensão de saída  $V_o$ . O laço externo, ou laço de tensão de saída, inicia o processo subtraindo a tensão de saída  $V_o(s)$  (multiplicada pelo ganho  $K_s$ ) da tensão de referência  $V_{ref}(s)$  (multiplicada pelo ganho  $K_s$ ), e o erro de tensão resultante,  $E_v(s)$ , é então processado pelo controlador de tensão  $C_{cv}(s)$ , que gera a referência de corrente do indutor  $I_{ref}(s)$  como sua saída. Essa referência, por sua vez, serve como ponto de ajuste para o laço interno (laço de corrente). Nesse laço, a corrente do indutor  $i_L(s)$  (multiplicada pelo ganho  $K_i$ ) é subtraída da referência de corrente do indutor  $I_{ref}(s)$ , gerando o erro de corrente do indutor  $E_i(s)$ . Esse erro é então processado pelo controlador de corrente do indutor  $C_{ci}(s)$ . A saída final desse controlador é o ciclo de

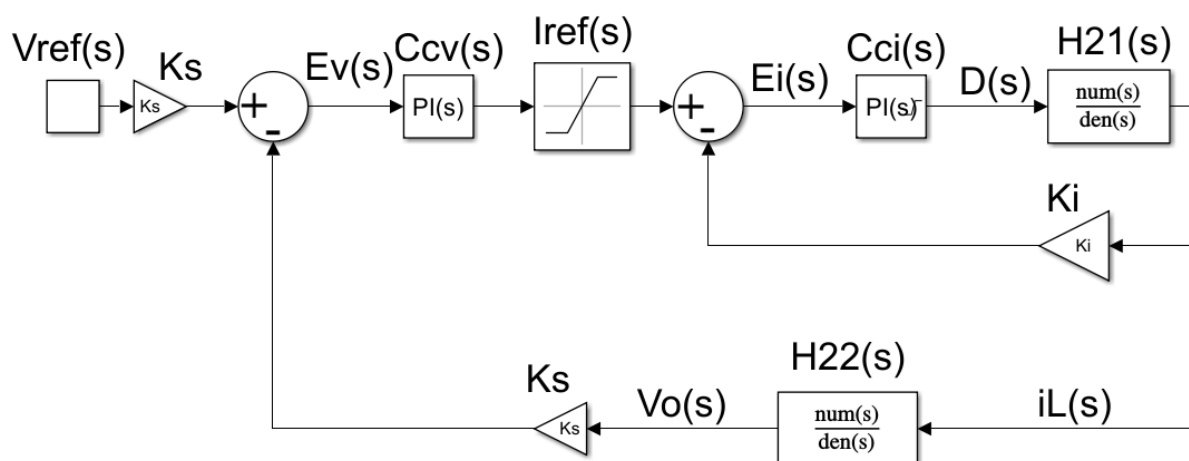


trabalho  $D(s)$ , que é aplicado à planta  $H21(s)$  para produzir a corrente do indutor  $i_L(s)$ . Essa corrente interage então com a planta  $H22(s)$  para gerar a tensão de saída  $V_o(s)$ .

O limite da corrente é representado por um bloco de saturação aplicado à referência de corrente ( $I_{ref}(s)$ ) dentro do laço de controle em cascata na Figura 3.

Com o modelo de função de transferência em cascata em malha fechada, é possível projetar o sistema de controle para obter as saídas desejadas. O ajuste do controlador é realizado por meio do aplicativo PID no *MATLAB* (2025). Esta ferramenta determina os ganhos proporcional (P) e integral (I) que atendem às especificações do projeto. Ao importar o modelo de função de transferência de controle em cascata da Figura 3 para o *MATLAB*, com os controladores  $C_{cv}(s)$  e  $C_{ci}(s)$  implementados por meio de blocos PI (*MATLAB*, 2025), é possível ajustar os controladores por meio do recurso de autoajuste da ferramenta.

Figura 3 - Modelo de função de transferência para o controle em cascata de tensão de saída e corrente do indutor em malha fechada do conversor *Buck*.



Fonte: Modificado de Fernandez (2021).

## 6 RESULTADOS OBTIDOS NO EXPERIMENTO PRÁTICO DE CONTROLE EM CASCATA DA CORRENTE DO INDUTOR E DA TENSÃO DE SAÍDA

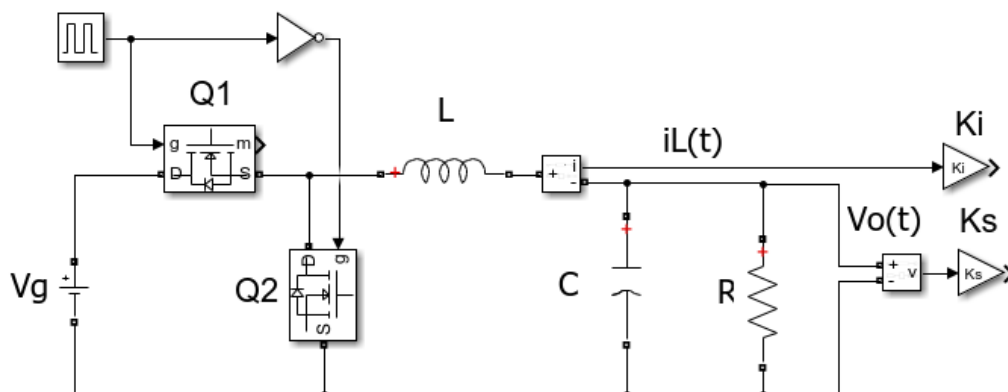
Esta seção aborda a implementação de um sistema de controle em malha fechada, utilizando uma estrutura em cascata composta por um laço de corrente interno no indutor ( $i_L$ ) e um laço de tensão de saída externo ( $V_o$ ), aplicado a um conversor *Buck* físico. A estratégia de controle emprega os controladores de tensão ( $C_{cv}(s)$ ) e de corrente ( $C_{ci}(s)$ ), mostrados na Figura 3, que foram implementados como controladores Proporcional-Integral (PI) discretizados no *firmware* (conforme descrito na seção 4.1). O projeto e o ajuste desses controladores foram realizados no *MATLAB*, seguindo a metodologia detalhada na seção 5 e utilizando os parâmetros do conversor listados na Tabela 1. Após o ajuste, os ganhos foram transferidos para os controladores Proporcional-Integral (PI) discretos ( $C_{cv}$  e  $C_{ci}$ ) no *firmware*.

Foram realizados testes para avaliar a resposta em degrau da tensão de saída, a tensão de saída com variação da carga, a tensão de saída com limitação da corrente do indutor durante a variação da carga e o desempenho da tensão de saída em regime permanente.

### 6.1 O CONVERSOR BUCK UTILIZADO NO EXPERIMENTO PRÁTICO

Para a aplicação prática, foram utilizados os seguintes kits: o LAUNCHXL-F28069M (TEXAS INSTRUMENTS, 2019a) e o BOOSTXL-BUCKCONV (TEXAS INSTRUMENTS, 2019b). O kit BOOSTXL-BUCKCONV (ver Figura 5 (a)) apresenta um conversor *Buck* com atuação síncrona, correspondendo ao modelo comutado mostrado na Figura 4. Isso significa que, em vez de utilizar um diodo de roda livre, ele emprega uma chave (Q2) com comutação complementar em relação ao ciclo de trabalho; matematicamente, o modelo é praticamente idêntico ao da Figura 1. Os parâmetros do conversor são apresentados na Tabela 1.

Figura 4 - Modelo comutado do BOOSTXL-BUCKCONV.  
PWM(D, T/f)



Fonte: Modificado de Texas Instruments (2019b).

Figura 5 - Imagem ilustrativa do kit BOOSTXL-BUCKCONV (a). Imagem ilustrativa do kit LAUNCHXL-F28069M (b)



(a)



(b)

Fonte: Texas Instruments (2019a, b).

O kit LAUNCHXL-F28069M (ver Figura 5 b) é onde o *firmware* é implementado, possuindo medição analógica digital, modulador de pulso e interrupções.

Tabela 1 - Especificações técnicas do conversor *Buck* BOOSTXL-BUCKCONV.

| Parâmetro do Conversor <i>Buck</i> | Valor do parâmetro | Unidade |
|------------------------------------|--------------------|---------|
| Vg (Tensão de entrada)             | 9                  | Volt    |
| Vo (Tensão de Saída)               | 2                  | Volt    |
| R (Carga do Conversor)             | 7,5                | Ohm     |

|                                  |                       |       |
|----------------------------------|-----------------------|-------|
| L (Indutor do conversor)         | $4,80 \cdot 10^{-06}$ | Henry |
| C (Capacitor do conversor)       | $396 \cdot 10^{-06}$  | Farad |
| f (Frequência de chaveamento)    | 200000                | Hertz |
| D (Ciclo de trabalho)            | 0,22                  |       |
| Ks (Ganho do senso de tensão)    | 0,838                 |       |
| Ki (Ganho do sensor de corrente) | 0,940                 |       |

Fonte: Texas Instruments (2019b).

## 6.2 APLICAÇÃO DO CONVERSOR BOOSTXL-BUCKCONV EM MALHA FECHADA PARA O CONTROLE EM CASCATA DA CORRENTE DO INDUTOR E DA TENSÃO DE SAÍDA

A resposta projetada (conforme seção 5) em simulação da tensão de saída  $V_o$  do conversor a uma variação em degrau de 0 V para 2 V é mostrada na Figura 6. A resposta não apresenta sobressinal e o tempo de acomodação varia entre 25 e 35 milissegundos em relação à referência de 2 V.

A Figura 7 mostra o desempenho do conversor físico em relação à tensão de saída  $V_o$  após uma variação em degrau na referência de 0 V para 2 V. A resposta apresenta um tempo de acomodação entre 25 e 50 milissegundos, sem sobressinal, o que é muito semelhante aos resultados projetados apresentados na Figura 6.

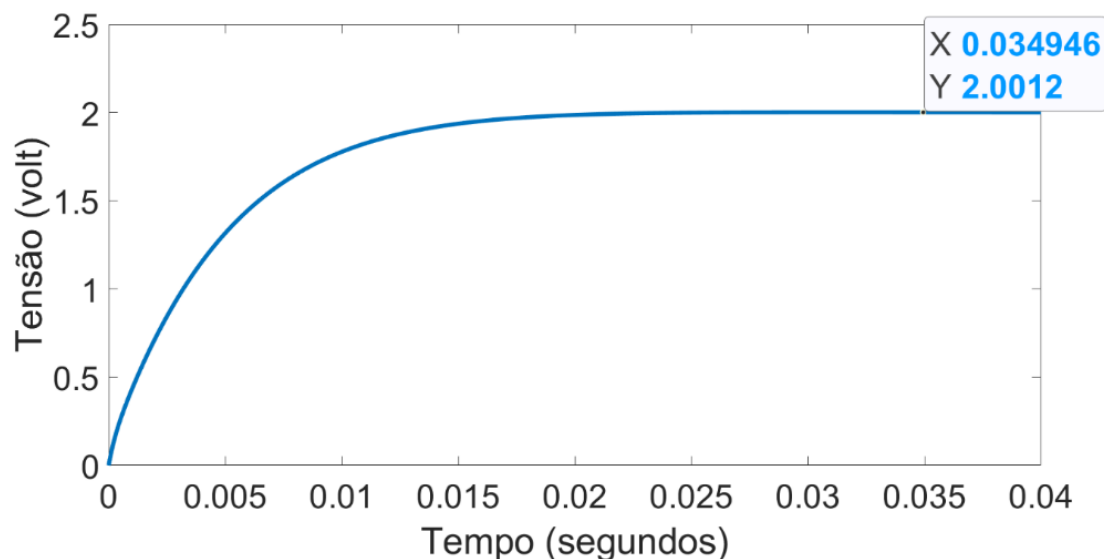
Para verificar a regulação da tensão de saída  $V_o$  do conversor sob variação de carga, um resistor de 2 ohms foi conectado em paralelo com o resistor R e desconectado periodicamente no circuito mostrado na Figura 4. O resultado obtido com o conversor físico é mostrado na Figura 8. A tensão de saída  $V_o$  foi regulada com uma referência de 2 V. Quando a tensão cai abaixo da referência, o resistor de 2 ohms é conectado em paralelo; quando a tensão sobe acima de 2 V, o resistor de 2 ohms é desconectado. Verificou-se que o sistema de controle foi capaz de manter a referência de 2 V em ambos os casos.

Para verificar a regulação da tensão de saída  $V_o$  do conversor sob variação de carga com limitação de corrente do indutor, um resistor de 2 ohms foi conectado em paralelo com o resistor R e desconectado periodicamente no circuito mostrado na

Figura 4. Quando o resistor de 2 ohms está conectado, o controle é configurado para criar uma condição de sobrecarga. O resultado experimental do conversor físico é apresentado na Figura 9. A tensão de saída  $V_o$  foi regulada com uma referência de 2 V. Quando a tensão cai abaixo da referência, o resistor de 2 ohms é conectado em paralelo, criando uma condição de sobrecarga; quando a tensão retorna a 2 V, o resistor de 2 ohms é desconectado. Observa-se que a tensão de saída  $V_o$  cai quando o sistema é submetido a uma condição de sobrecarga e retorna ao seu valor de referência de 2 V assim que a carga é reduzida.

Para verificar a tensão de saída em regime permanente  $V_o$  do conversor físico, observar a Figura 10. É evidente que há uma ondulação mínima e  $V_o$  permanece estável e regulada em 2 V.

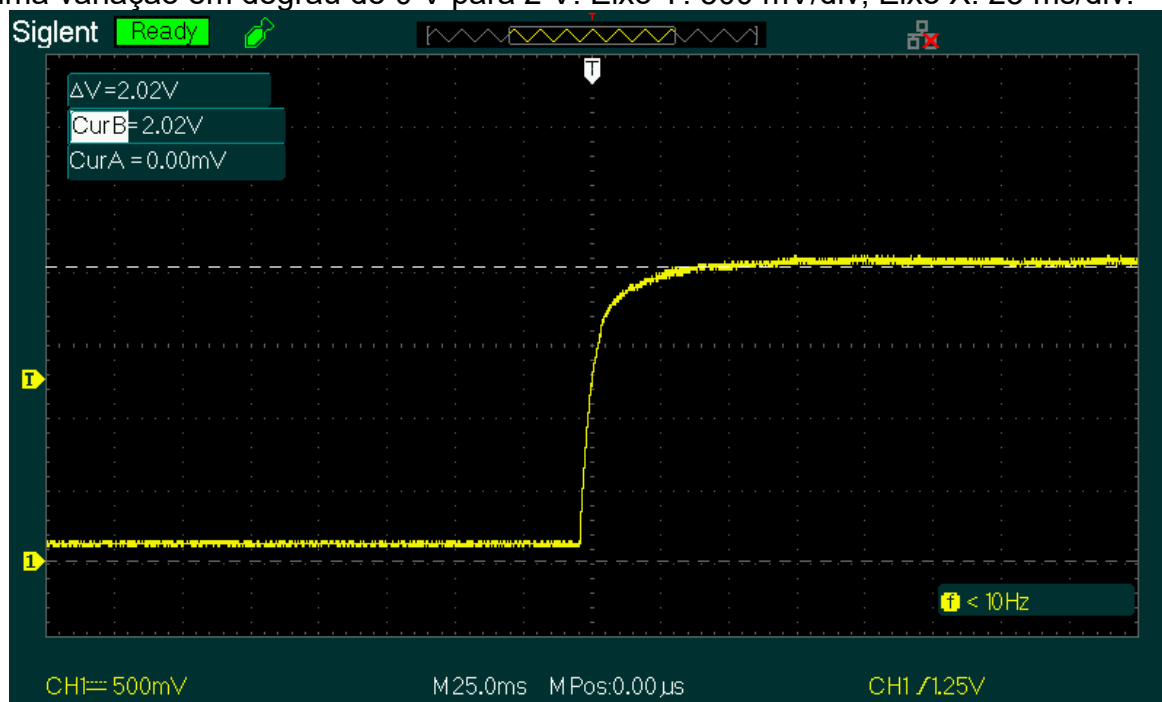
Figura 6 - Resposta projetada da tensão de saída do conversor ( $V_o$ ) a uma variação em degrau de 0 V para 2 V.





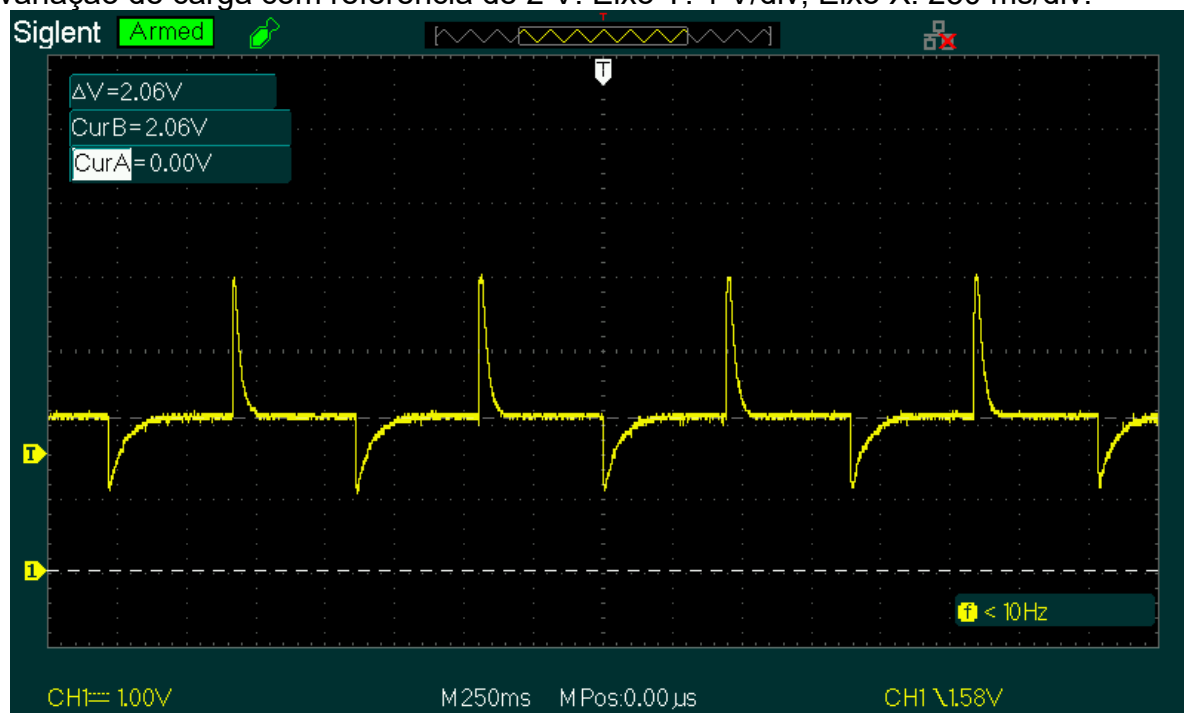
Fonte: Próprio autor.

Figura 7 - Resposta da tensão de saída  $V_o$  do conversor em malha fechada durante uma variação em degrau de 0 V para 2 V. Eixo Y: 500 mV/div; Eixo X: 25 ms/div.



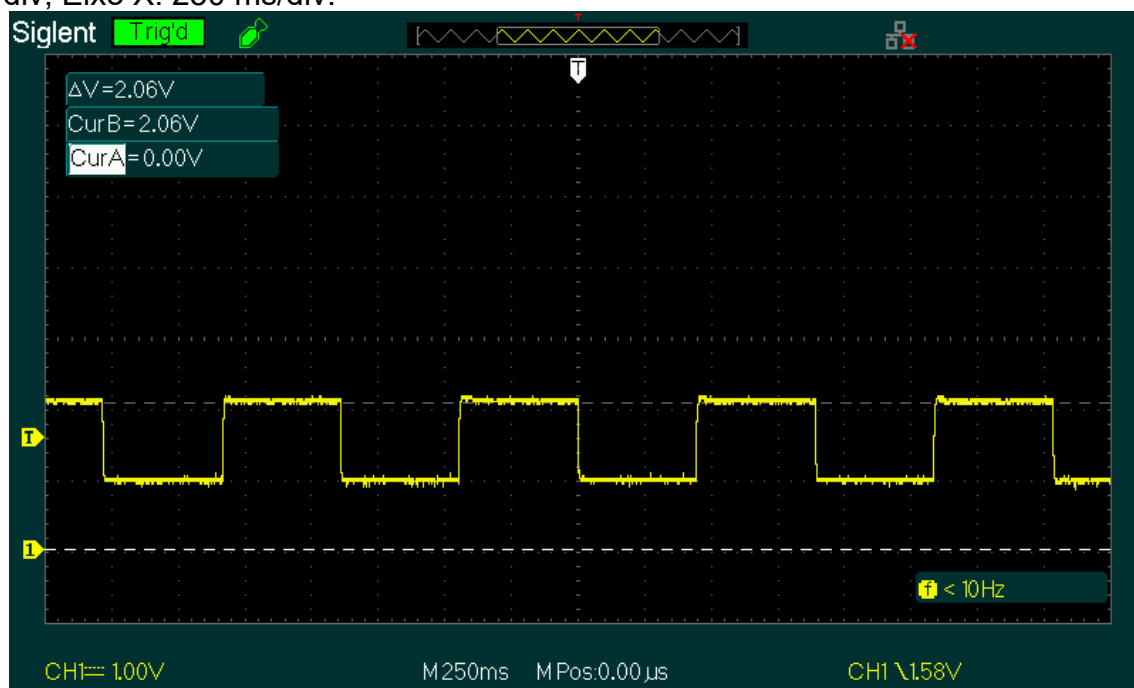
Fonte: Próprio autor.

Figura 8 - Resposta da tensão de saída  $V_o$  do conversor em malha fechada a uma variação de carga com referência de 2 V. Eixo Y: 1 V/div; Eixo X: 250 ms/div.



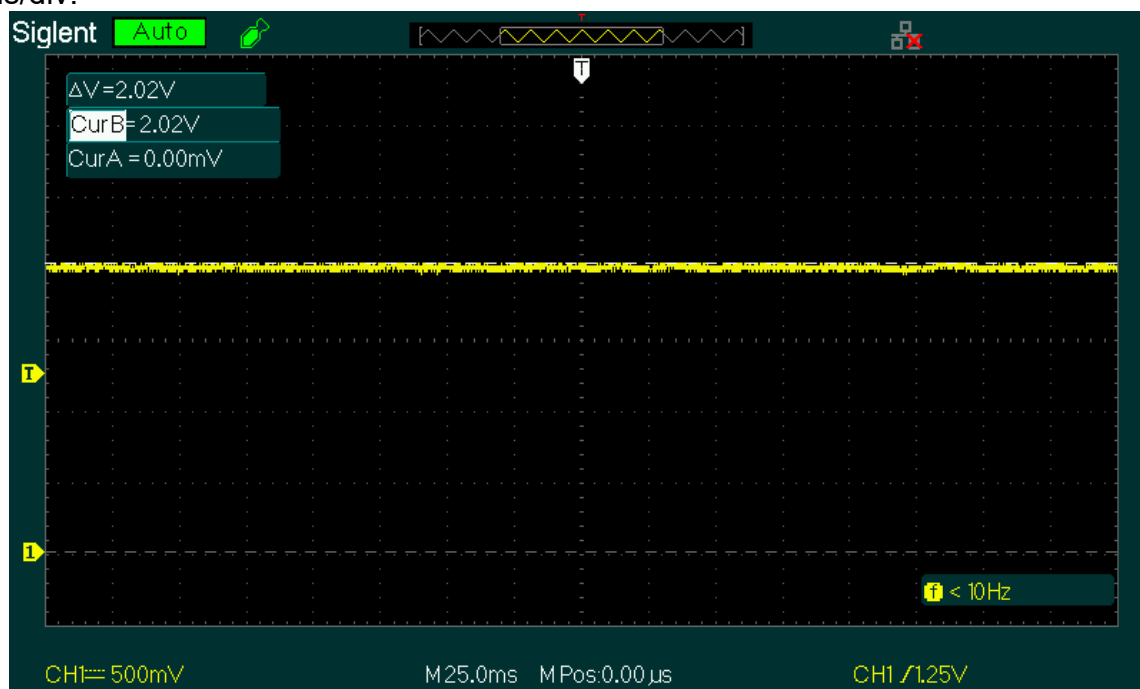
Fonte: Próprio autor.

Figura 9 - Resposta da tensão de saída  $V_o$  do conversor em malha fechada a uma variação de carga com referência de 2 V e limitação de corrente no indutor. Eixo Y: 1 V/div; Eixo X: 250 ms/div.



Fonte: Próprio autor.

Figura 10 - Resposta da tensão de saída  $V_o$  em regime permanente do conversor em malha fechada com uma referência de 2 V. Eixo Y: 500 mV/div; Eixo X: 25 ms/div.



Fonte: Próprio autor.

## 7 CONSIDERAÇÕES FINAIS

A obtenção das funções de transferência do conversor *Buck* para controle em cascata de corrente do indutor e tensão de saída, utilizando impedâncias no domínio da frequência, mostrou-se simples e eficaz e foram validas no experimento prático.

No experimento prático com controle em cascata, observou-se que os resultados obtidos com o conversor físico foram muito semelhantes aos obtidos nas simulações. A variação em degrau na tensão de saída projetada em simulação de 0 V a 2 V foi consideravelmente similar à obtida no experimento. O sistema foi capaz de manter a referência de 2 V na tensão de saída sob variação de carga. Verificou-se que o controlador foi capaz de limitar a corrente do indutor durante uma sobrecarga e retornar ao valor de referência de 2 V na tensão de saída assim que a carga foi reduzida. O controlador também foi capaz de manter a tensão de 2 V na tensão de

saída em estado estacionário sem ruído significativo. Variando a carga, foi possível testar o conversor tanto no modo de condução descontínua (MCD) quanto no modo de condução contínua (CCM); o conversor demonstrou rastreamento de referência estável com controle em cascata, com ou sem limitação de corrente, em ambos os modos de operação (MCC e MCD).

Por fim, constatou-se que o ganho do conversor na prática não é igual ao ideal  $V_o = DV_g$ , pois depende da carga.

## REFERÊNCIAS

BOJORGE, N. Controle em Cascata. 2017. Disponível em: [https://www.professores.uff.br/ninoska/wp-content/uploads/sites/57/2017/11/Aula-25-Control-Cascata2017\\_2sem17.pdf](https://www.professores.uff.br/ninoska/wp-content/uploads/sites/57/2017/11/Aula-25-Control-Cascata2017_2sem17.pdf). Acesso em: 2 set. 2025

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. Fundamentals Of Power Electronics. 2nd Edition. Norwell, Mass.; New York: Kluwer Academic, 2001.

FERNANDEZ, G. Cascaded voltage control. 2021. Disponível em: [https://imperix.com/doc/wp-content/uploads/post\\_to\\_pdf/TN108.pdf](https://imperix.com/doc/wp-content/uploads/post_to_pdf/TN108.pdf). Acesso em: 13 out. 2025.

MARTINS, D. C.; BARBI, I. Conversores CC-CC básicos não-isolados. 2. ed. Florianópolis: Inep - Instituto de Eletrônica de Potência, 2006.

MATLAB. PID Controller. The MathWorks, 2025. Disponível em: <https://www.mathworks.com/help/simulink/slref/pidcontroller.html>. Acesso em: 2 set. 2025.

NEVES, F. Método de Tustin, transformando circuitos analógicos em equivalentes digitais para uso em sistemas embarcados. Embarcados, 2015. Disponível em: <https://embarcados.com.br/metodo-de-tustin>. Acesso em: 2 nov. 2025.

OGATA, K. Engenharia de controle moderno. Tradução: Heloísa Coimbra De Souza. 5. ed. [s.l.] Pearson Prentice Hall, 2010.

OPPENHEIM, A. V.; SCHAFER, R. W. Discrete Time Signal Processing. 3rd edition ed. [s.l.] Pearson, 2009.

SCHAUMANN, R.; XIAO, H.; VALKENBURG, M. V. Design of Analog Filters. 2nd Edition ed. [s.l.] Oxford University Press, 2009.



SMITH, J. O. Physical audio signal processing: for virtual musical instruments and audio effects. Lexington: W3k Publishing, 2011.

TEXAS INSTRUMENTS. Digital PI Controller Equations. 2017. Disponível em: [https://e2e.ti.com/cfs-file/\\_\\_key/communityserver-discussions-components-files/902/PI-controller-equations.pdf](https://e2e.ti.com/cfs-file/__key/communityserver-discussions-components-files/902/PI-controller-equations.pdf). Acesso em: 2 set. 2025.

TEXAS INSTRUMENTS. Digital Power Buck Converter BoosterPack. 2019b. Disponível em: <https://www.ti.com/tool/BOOSTXL-BUCKCONV>. Acesso em: 2 set. 2025.

TEXAS INSTRUMENTS. LAUNCHXL-F28069M Overview. 2019a. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/ug/sprui11b/sprui11b.pdf>. Acesso em: 2 set. 2025.

THEDE, L. D. Practical Analog and Digital Filter Design. [s.l.] Artech House Publishers, 2005.

TREDINNICK, Marcelo Ricardo Alves da Costa. Modelagem e Simulação Discreta no Tempo e de Sistemas Dinâmicos Contínuos no Tempo. Exame de Qualificação de Doutorado (Engenharia e Tecnologia Espaciais) - INPE, São José dos Campos. 2005.