

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
ENGENHARIA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO

DANIEL RIBEIRO MARTINS - 00264399

**PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE
CONTROLADOR BASEADO EM
PASSIVIDADE PARA CONVERSOR
BUCK-BOOST**

Porto Alegre
2025

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
ENGENHARIA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO

DANIEL RIBEIRO MARTINS - 00264399

**PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE
CONTROLADOR BASEADO EM
PASSIVIDADE PARA CONVERSOR
BUCK-BOOST**

Trabalho de Conclusão de Curso submetido à
COMGRAD/CCA da UFRGS como parte dos requi-
sitos para a obtenção do título de *Bacharel em Enge-
nharia de Controle e Automação*.

Orientador:

Prof. Dr. João Manoel Gomes da Silva Jr.

Porto Alegre
2025

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
ENGENHARIA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO

DANIEL RIBEIRO MARTINS - 00264399

**PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE
CONTROLADOR BASEADO EM
PASSIVIDADE PARA CONVERSOR
BUCK-BOOST**

Este Trabalho de Conclusão de Curso foi julgado adequado para a obtenção dos créditos da Atividade de *Trabalho de Conclusão de Curso CCA - II* e aprovado em sua forma final pelo Orientador e Banca Examinadora abaixo.

Orientador:

Prof. Dr. João Manoel Gomes da Silva Jr., UFRGS
Doutor pela Université Paul Sabatier – Toulouse, França

Banca Examinadora:

Prof. Dr. João Manoel Gomes da Silva Jr., UFRGS
Doutor pela Université Paul Sabatier – Toulouse, França

Prof. Dr. Jeferson Vieira Flores, UFRGS
Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul – Porto Alegre, Brasil

Prof. Dr. Alexandre Sanfelici Bazanella, UFRGS
Doutor pela Universidade Federal de Santa Catarina – Florianópolis, Brasil

Alceu Heinke Frigeri
Coordenador de Curso
Eng. de Controle e Automação

Porto Alegre
Janeiro - 2025

DEDICATÓRIA

Aos meus pais Selva e Marcos.

RESUMO

Este trabalho apresenta o projeto e a implementação de um controle baseado na passividade de Krasovskii aplicado a um conversor Buck-Boost. Ao longo do estudo, serão analisados os fundamentos dos comportamentos estático e dinâmico do conversor, destacando a relação entre passividade e estabilidade segundo os critérios de Lyapunov e o princípio da invariância de LaSalle, que embasam o projeto do controlador. Na etapa de implementação, serão descritas as estratégias adotadas e as adaptações realizadas no circuito do conversor, montado e controlado em uma *protoboard*, para leitura de sinais de corrente e tensão. Por fim, serão realizadas comparações entre o desempenho teórico e experimental do Conversor, com o objetivo de validar o algoritmo de controle e avaliar sua robustez.

Palavras-chave: Conversor Buck-Boost, Eletrônica de Potência, Estabilidade segundo Lyapunov, Passividade de Krasovskii, Princípio da Invariância de LaSalle

ABSTRACT

This work presents the design and implementation of a control based on Krasovskii's Passivity applied to a Buck-Boost converter. Throughout the study, the fundamentals of the static and dynamic behaviors of the converter will be analyzed, highlighting the relationship between passivity and stability according to the Lyapunov Criteria and the LaSalle's Invariance Principle, which support the design of the controller. The Implementation Chapter will present the strategies and the adaptations made to the converter circuit, which is assembled and controlled on a breadboard, for reading current and voltage signals. Finally, comparisons will be made between the theoretical and experimental performance of the Converter, to validate the control algorithm and evaluate its robustness.

Palavras-chave: Buck-Boost Converter, Krasovskii's Passivity, LaSalle's Invariance Principle, Lyapunov's Stability Criteria, Power Electronics

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

1	Conversor Buck-Boost.....	14
2	Análise em regime permanente do Conversor Buck-Boost sem ondulação de tensão sobre a carga.....	16
3	Análise em regime permanente do Conversor Buck-Boost sem ondulação de corrente sobre a carga.....	17
4	Conversor Buck-Boost sob chaveamento.....	18
5	Comportamento das funções de armazenamento.....	24
6	Variação dos ganhos k_i e k_d	27
7	Variação dos ganhos k_i e k_d	27
8	Simulação de perturbações (variações de E e R).....	28
9	Amostragem de Sinais do Conversor Buck-Boost.....	30
10	Condicionamento da Corrente I_L e da Tensão V_C	31
11	Malha de Controle.....	32
12	Conversor Buck-Boost com condicionamento de sinais.....	34
13	Circuito Experimental montado em <i>Protoboard</i>	36
14	Tensão no Capacitor: valor médio, valor amostrado real e valor médio real (experimento $\Delta E = -0,5\text{ V}$).....	36
15	Corrente no Indutor: valor médio, valor amostrado real e valor médio real (experimento $\Delta E = -0,5\text{ V}$).....	37
16	Sinal de Controle e valor da carga R calculado pelo controlador (experimento $\Delta E = -0,5\text{ V}$).....	38
17	Tensão no Capacitor: valor médio, valor amostrado real e valor médio real (experimento $\Delta R = 20\ \Omega$).....	38
18	Corrente no Indutor: valor médio, valor amostrado real e valor médio real (experimento $\Delta R = 20\ \Omega$).....	39
19	Sinal de Controle e valor da carga R calculado pelo controlador (experimento $\Delta R = 20\ \Omega$).....	40
20	Conversor Buck-Boost com resistores <i>shunt</i>	48

LISTA DE TABELAS

1	Parâmetros e especificações do Conversor Buck-Boost.	26
2	Lista de materiais utilizados no experimento.	35

LISTA DE LISTAGENS

1	Função filtro \bar{f} implementada em código.	33
2	Cálculos de \dot{V}_C , \dot{I}_L e u implementados em código.	33
3	Inicialização de variáveis do código do Controlador Baseado em Passividade de Krasovskii.	50
4	Código de cálculos do Controlador Baseado em Passividade de Krasovskii.	51

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	12
2	FUNDAMENTOS DO CONVERSOR BUCK-BOOST	14
2.1	Análise Estática do Conversor Buck-Boost	14
2.2	Modelo Dinâmico do Conversor Buck-Boost	17
2.3	Critérios de Desempenho de Conversores CC-CC.....	19
3	PASSIVIDADE	20
3.1	Definição de Passividade	20
3.2	Estabilidade segundo Lyapunov e o Princípio da Invariância de LaSalle	21
3.3	Análise de Passividade do Conversor Buck-Boost.....	22
3.4	Controle Baseado em Passividade de Krasovskii de um Conversor Buck-Boost.....	23
4	PROJETO, SIMULAÇÃO E IMPLEMENTAÇÃO	25
4.1	Projeto do Conversor Buck-Boost.....	25
4.2	Simulação.....	26
4.2.1	Simulação com variação de ganhos	26
4.2.2	Simulação de perturbações em malha aberta e em malha fechada.....	26
4.3	Implementação.....	29
4.3.1	Frequência de Amostragem	29
4.4	Condicionamento de Sinais	29
4.4.1	Leituras da Corrente do Indutor e da Tensão do Capacitor	30
4.4.2	Leitura de Carga.....	30
4.5	Malha de Controle.....	31
4.6	Circuito Proposto	33
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	35
5.1	Variação da Tensão de Entrada.....	36
5.2	Variação de Carga.....	37
5.3	Considerações finais	39
6	CONCLUSÃO	41
	REFERÊNCIAS	43
	APÊNDICES	46
	APÊNDICE A - EQUAÇÕES.....	47
A.1	Modelo do Conversor com Resistores Shunt	47

APÊNDICE B - CÓDIGOS DA MALHA DE CONTROLE	49
B.1 Código - Parte 1	50
B.2 Código - Parte 2	51

1 INTRODUÇÃO

Em muitas aplicações industriais, é necessário converter uma fonte de tensão de corrente contínua (CC) fixa em uma variável. Um conversor CC pode ser considerado o equivalente CC de um transformador de corrente alternada (CA) com uma relação de espiras continuamente variável. Assim como o transformador, ele pode ser usado para baixar ou elevar uma fonte de tensão CC (MUHAMMAD, 2014).

Segundo Muhammad (2014), os conversores CC são amplamente utilizados no controle de tração de motores em automóveis elétricos, guindastes portuários, empilhadeiras e transportadores de mineração. Eles propiciam um controle (suave) de aceleração, alta eficiência e uma resposta dinâmica rápida. Além disso, podem ser utilizados em frenagem regenerativa de motores CC para devolver energia à fonte de alimentação (DIXON; ORTUZAR; WIECHMANN, 2000), e essa característica resulta em economia energética para sistemas de transporte com paradas frequentes. Outras aplicações dos conversores CC são encontradas em reguladores de tensão CC, fontes de corrente contínua, como por exemplo, inversores de fonte de corrente. A conversão de energia na área de energias renováveis também conta com conversores CC (DINNIYAH; WAHAB; ALIF, 2017; NAMAZI et al., 2018; ROBERT W. ERICKSON, 2004).

Um Conversor Buck pode diminuir a tensão média de saída em relação à tensão de entrada, enquanto que o conversor Boost pode aumentar a tensão média de saída em relação à tensão de entrada. Já o Conversor Buck-Boost, circuito estudado neste trabalho, que é de segunda ordem por contar com um indutor e um capacitor, pode tanto aumentar como diminuir a tensão média de saída em relação à tensão de entrada. Este controle é feito a partir da razão cíclica do chaveamento. Há outras variações de Conversores como o Ćuk e SEPIC (*single-ended primary inductance converter* - Conversor de Indutância Primária Única). Estes conversores são de quarta ordem, pois contam com dois indutores e dois capacitores. Segundo (ROBERT W. ERICKSON, 2004), algumas normas requerem uma isolação entre a tensão de entrada e a tensão de saída dos conversores, e então, utiliza-se um transformador ou na tensão de entrada, ou no lugar do indutor, sendo este o caso do conversor Flyback, e o restante da estrutura deste conversor é idêntico à estrutura do Buck-Boost.

Para que a maioria das aplicações dos conversores seja bem estruturada e robusta, deve haver um método de controle que garanta o seu funcionamento sob certas circunstâncias, como incertezas e perturbações. Os métodos clássicos para sintonia de controlador por alocação de polos, como Lugar das Raízes (GUO; HUNG; NELMS, 2003), Resposta em Frequência e por equação Diofantina (BAZANELLA; SILVA JR, 2005), podem ser empregados nas aplicações com conversores. Porém o controlador, normalmente Proporcional Integral (PI) ou Proporcional Integral Derivativo (PID), pode ficar limitado em uma faixa de operação por conta dos conversores serem não lineares, com exceção do conversor Buck, que tem uma dinâmica média linear. Outras estratégias podem ser empregadas no controle

de conversores: Controle por Modos Deslizantes, Controle *Fuzzy*, Controle Baseado em Dados e Controle Baseado em Passividade.

O princípio por trás do Controle por Modos Deslizantes é fazer com que os estados do sistema naveguem sobre uma superfície, onde nesta superfície está contido o ponto de equilíbrio desejado. Para tal, o controle depende de uma função sinal $\text{sgn}(\cdot)$ que depende dos estados do sistema. Por conta desta função, a resposta transitória do sinal de controle oscila entre valores extremos. Em (MAHDAVI; EMADI; TOLYAT, 1997) são projetados controladores por modos deslizantes para as topologias Buck, Boost, Buck-Boost e Ćuk. A literatura (UTKIN; GULDNER; SHI, 2017) fala sobre *chattering*, que é o *chaveamento* espúrio do sinal de controle, e que acaba gerando harmônicas de frequência variável nos conversores (TAN; LAI; TSE, 2008). Isso ocorre por conta de a parcela do controle dependente de $\text{sgn}(\cdot)$ ser muito sensível a erros numéricos e a ruídos. Em outras palavras: para qualquer oscilação nas leituras de sensor, o sinal de controle terá problema de *chattering*.

Um dos métodos de controle baseado em dados é o *Virtual Reference Feedback Tuning* (VRFT) que utiliza um vetor de dados da entrada e da saída do processo a ser controlado, e minimiza um critério de seguimento de referência com uma estrutura de controlador já definida. Em (REMES, 2021) o VRFT é aplicado no controle de corrente e de tensão dos conversores Boost e SEPIC.

Em (MATTAVELLI et al., 1997) é proposto um Controlador *Fuzzy* para Conversores CC-CC. Segundo o autor, o Controle *Fuzzy* não exige modelagem matemática precisa ou cálculos complexos do sistema (LEE, 1990; ZADEH, 1973). Essa técnica de controle depende da capacidade humana de compreender o comportamento dinâmico do sistema e se baseia em leis de controle qualitativas. Por isso a sua implementação é feita com base em regras linguísticas como “*se o erro de tensão é positivo e a sua taxa de variação é negativa, então a razão cíclica deve ser levemente reduzida*”. Essa abordagem depende de propriedades básicas dos sistemas, e o Controle *Fuzzy* pode proporcionar um desempenho melhor do que os controles lineares em casos como larga dinâmica de sinal e grandes variações de parâmetros. Por outro lado, Controladores *Fuzzy* não fornecem, em geral, bom desempenho para pequenas variações de sinal se comparados com outros controladores.

Passividade é um dos conceitos dentro da teoria sistemas utilizado no projeto de controladores. Será demonstrado ao decorrer deste trabalho que um sistema passivo também é assintoticamente estável. Em (ORTEGA et al., 2001) são definidos os critérios para atingir a passividade em Sistemas Hamiltonianos. Além disso, é definido, pelos mesmos autores, o problema de Obstáculo de Dissipação que, mais tarde, é contornado, através de um novo conceito de passividade denominado de *Passividade de Krasovskii*, por (KAWANO; KOSARAJU; SCHERPEN, 2021). O conceito de passividade de Krasovskii é aplicado no controle de microrredes CC por (CUCUZZELLA et al., 2019), e no controle de modelos de estrutura Brayton-Moser por (KOSARAJU; CUCUZZELLA et al., 2021). Esta estrutura pode representar, de forma generalizada, modelos de circuitos RLC chaveados de ordem n .

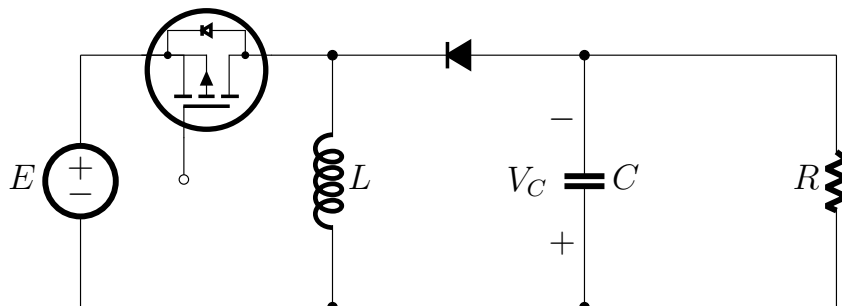
O presente trabalho aborda a implementação de um controlador baseado na Passividade de Krasovskii para um conversor Buck-Boost. Escolheu-se essa abordagem pelo fato de que o conceito de Passividade está atrelado ao conceito de Estabilidade. O objetivo é analisar a viabilidade e o desempenho do controle através de um circuito experimental controlado por um microprocessador. Antes da apresentação dos experimentos, serão abordados os fundamentos do conversor Buck-Boost e o teorema de Passividade.

2 FUNDAMENTOS DO CONVERSOR BUCK-BOOST

O Conversor Buck-Boost, apresentado na Figura 1, é um circuito regulador de tensão, onde a tensão de saída pode ser menor, igual ou maior que a tensão de entrada E . A tensão V_C é regulada de acordo com o chaveamento do transistor. Para a Análise Estática e para o Modelo Dinâmico do Conversor, o transistor e o diodo serão considerados como ideais e não apresentam perdas. Além disso a tensão E é considerada constante.

Quando o transistor está conduzindo, o diodo não conduz, e o indutor de indutância L é carregado pela fonte de tensão E . Quando o transistor não está conduzindo, o diodo está em modo de condução, e assim a corrente, carregada pelo indutor, é descarregada na carga de resistência R . O capacitor de capacitância C serve para diminuir a ondulação de tensão sobre a carga. A seguir serão apresentadas as relações estáticas e dinâmicas do conversor Buck-Boost. Apesar das duas abordagens tratarem de regimes diferentes, transitório e permanente, serão utilizadas as mesmas nomenclaturas para as variáveis e parâmetros do conversor.

Figura 1: Conversor Buck-Boost.



Fonte: Adaptada de (MUHAMMAD, 2014).

2.1 ANÁLISE ESTÁTICA DO CONVERSOR BUCK-BOOST

A análise estática do Buck-Boost, apresentada nesta seção, é a mesma análise proposta em (MUHAMMAD, 2014). Primeiramente, considerando que a tensão na carga (ou do capacitor) tenha ondulação desprezível, e que o seu valor seja constante, ou seja, V_C , o circuito do Conversor Buck-Boost é equivalente ao mostrado pela Figura 2b. Durante o intervalo t_1 o transistor está conduzindo, e a tensão no indutor, de indutância L , é E , e o diodo não conduz. A corrente do indutor em regime permanente durante o intervalo t_1 pode ser escrita como

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int_0^t E d\tau + i_L(0) = \frac{Et}{L} + i_L(0). \quad (1)$$

A ondulação ΔI_L da corrente no indutor é a diferença entre o seu valor máximo $i_L(t_1)$ e o seu valor mínimo $i_L(0)$, e então

$$\Delta I_L = i_L(t_1) - i_L(0) = \frac{E}{L}t_1. \quad (2)$$

Durante o intervalo t_2 , o transistor não conduz, o que faz com que o diodo entre em modo de condução ($i_D \neq 0$), e a tensão sob o indutor seja $-V_C$. A corrente do indutor em regime permanente durante o intervalo t_2 é então

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int_{t_1}^t -V_C d\tau + i_L(t_1) = \frac{V_C(t_1 - t)}{L} + i_L(t_1). \quad (3)$$

Ao final do intervalo t_2 , a corrente i_L deve ser igual ao seu valor no instante inicial, ou seja, $i_L(t_1 + t_2^+) = i_L(0)$, e então ondulação é definida novamente como

$$\Delta I_L = i_L(t_1) - i_L(t_1 + t_2) = \frac{V_C}{L}t_2. \quad (4)$$

A razão cíclica u é a razão entre o intervalo que o transistor conduz, e o período T de chaveamento do mesmo, ou seja,

$$u = \frac{t_1}{T} = ft_1 = \frac{t_1}{t_1 + t_2}, \quad (5)$$

onde f é a frequência de chaveamento. Igualando (2) a (4), e utilizando a Equação (5), é possível encontrar a relação entre a tensão E e a tensão V_C

$$V_C = E \frac{u}{1 - u}. \quad (6)$$

A ondulação da corrente do indutor pode ser calculada a partir das equações (2) e (5) conforme

$$\Delta I_L = \frac{uE}{fL}. \quad (7)$$

As formas de onda estão esboçadas na Figura 2a, enquanto que os circuitos equivalentes durante os intervalos t_1 e t_2 são apresentados pelas figuras 2c e 2d.

Para analisar a ondulação da tensão no capacitor, considera-se a corrente I_R da carga R sem ondulação, e o circuito equivalente é mostrado pela Figura 3b. Durante o intervalo t_1 , quando o transistor está conduzindo, a corrente i_D do diodo é nula, e a corrente i_C do capacitor é $-I_R$, conforme a Figura 3c. A tensão no capacitor em regime permanente durante o intervalo t_1 pode ser escrita como

$$v_C(t) = \frac{1}{C} \int_0^{t_1} -I_R d\tau + v_C(0^+). \quad (8)$$

A ondulação ΔV_C da tensão no capacitor é a diferença entre o seu valor máximo $v_C(0^+)$ e o seu valor mínimo $v_C(t_1)$, e então

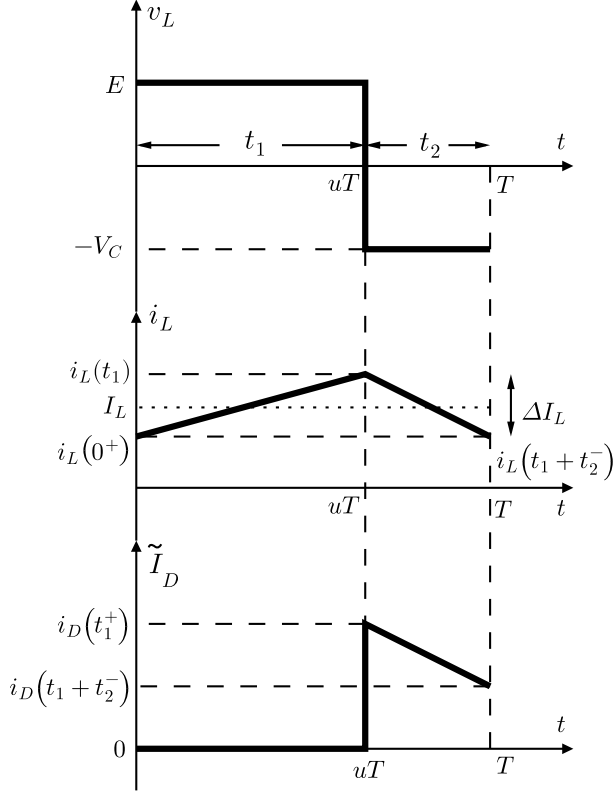
$$\Delta V_C = v_C(t_1) - v_C(0^+) = \frac{I_R}{C}t_1, \quad (9)$$

e como $t_1 = uT$, e $T = f$, a ondulação ΔV_C pode ser calculada por

$$\Delta V_C = \frac{uI_R}{fC}. \quad (10)$$

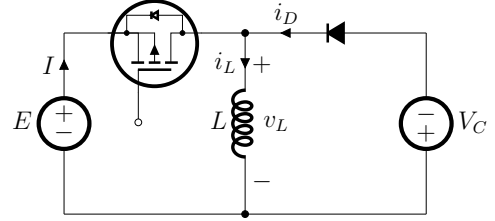
Figura 2: Análise em regime permanente do Conversor Buck-Boost sem ondulação de tensão sobre a carga.

(a) Formas de onda da tensão v_L , e das corrente i_L e i_D .

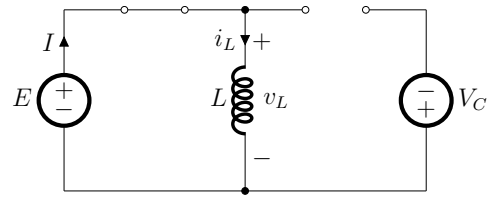


Fonte: Adaptado de (MUHAMMAD, 2014).

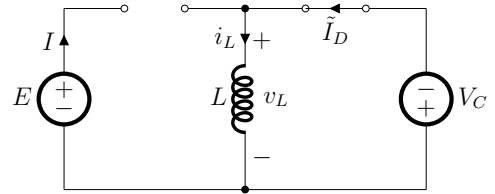
(b) Circuito sem ondulação de tensão sobre a carga.



(c) Circuito durante o intervalo t_1 .



(d) Circuito durante o intervalo t_2 .



Se o circuito for considerado sem perdas, ou seja, a potência média de saída é igual à potência média de entrada, é possível relacionar a corrente média I da entrada do conversor com a corrente média I_R da carga, a partir da relação entre as tensões E e V_C , dada pela Equação (6) conforme

$$EI = V_C I_R \quad \therefore \quad I = \frac{u}{1-u} I_R, \quad (11)$$

e, ainda, a corrente média I_L é dada por

$$I_L = I + I_R = \frac{u}{1-u} I_R + I_R = \frac{I_R}{1-u} = \frac{V_C}{R} \frac{1}{1-u}. \quad (12)$$

Quando $i_L(0^+)$ e $i_L(t_1 + t_2)$ (Figura 2a) são nulas, o conversor está no limiar entre o modo de condução contínua e descontínua. Neste caso, a corrente média I_L no indutor será

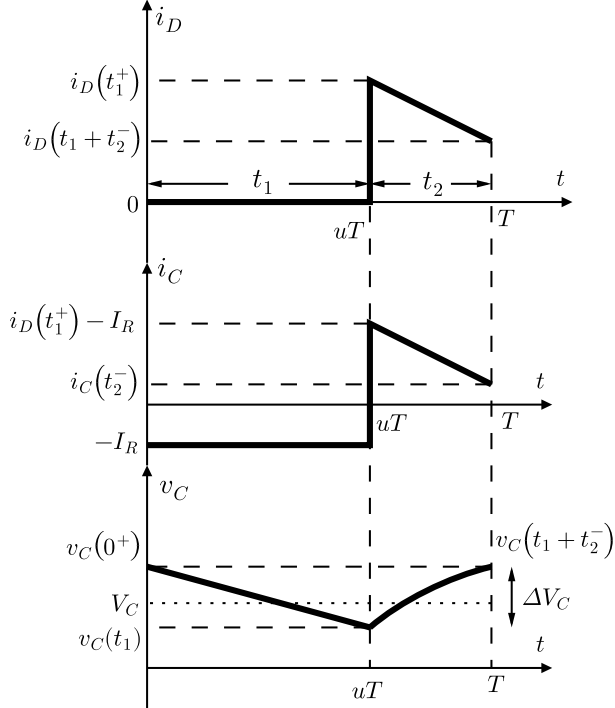
$$I_L = \frac{1}{T} \int_0^T i_L dt = \frac{\Delta I_L T}{2T} = \frac{\Delta I_L}{2} \quad (13)$$

e, então, pode-se calcular a indutância crítica L_{crit} a partir das equações (6), (7), (12) e (13)

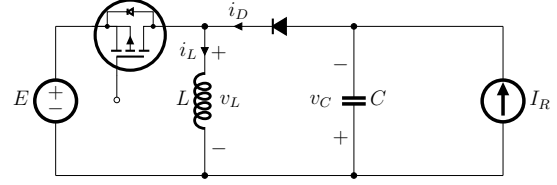
$$L_{\text{crit}} \geq \frac{R}{2f} (1-u)^2. \quad (14)$$

Figura 3: Análise em regime permanente do Conversor Buck-Boost sem ondulação de corrente sobre a carga.

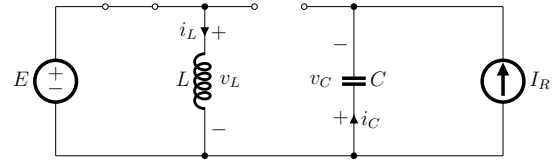
(a) Formas de onda das correntes i_D e i_C , e da tensão v_C .



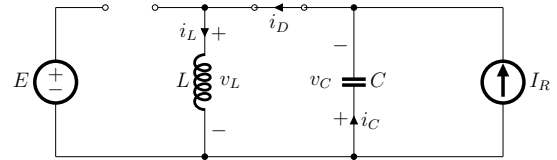
(b) Circuito sem ondulação de corrente sobre a carga.



(c) Circuito durante o intervalo t_1 .



(d) Circuito durante o intervalo t_2 .



Fonte: Adaptado de (MUHAMMAD, 2014).

Para que a tensão no capacitor não seja afetada pela condução descontínua, a mesma deve ser maior ou igual à metade da ondulação, ou seja, a partir da Equação (10),

$$V_C \geq \frac{uI_R}{fC} \quad \therefore \quad C_{\text{crit}} \geq \frac{u}{2fR} \quad (15)$$

Os valores críticos da capacitância e da indutância são os valores mínimos para que a condução no indutor e no capacitor sejam contínuas em regime permanente. Infelizmente as equações (14)-(15) não fornecem informações sobre o tipo de condução durante o período transitório.

2.2 MODELO DINÂMICO DO CONVERSOR BUCK-BOOST

O modelo dinâmico do conversor Buck-Boost apresentado nesse trabalho levará em conta apenas a dinâmica média, e as ondulações causadas pelo chaveamento serão desprezadas. Para que o modelo médio seja válido, é necessário que o conversor esteja operando sob regime de condução contínua.

A ideia básica da modelagem média é analisar o circuito do conversor em duas etapas: dinâmica durante o tempo em que a chave está fechada, e a dinâmica durante o tempo em que a chave está aberta. Ao juntar os modelos de tempo de fechamento e de abertura da chave, obtém-se o modelo médio.

Quando a chave está fechada, o circuito equivalente tem o comportamento mostrado pela Figura 4a, onde o indutor está sendo carregado pela fonte de tensão, e o resistor está

descarregando o capacitor. Definem-se I_L e V_C como a corrente do indutor e tensão do capacitor. A partir das leis de Kirchhoff para tensões e correntes obtém-se as relações

$$L\dot{I}_L = E \quad (16)$$

$$C\dot{V}_C = -\frac{V_C}{R}. \quad (17)$$

Definindo-se o vetor de estados como $x = [I_L \ V_C]^T$, as equações (16)-(17) também são definidas no espaço de estados como

$$\dot{x}_{(1)} = A_{(1)}x + B_{(1)}E, \quad (18)$$

onde

$$A_{(1)} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -(RC)^{-1} \end{bmatrix}, \quad B_{(1)} = \begin{bmatrix} L^{-1} \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Sob o regime de chave aberta, o circuito tem o comportamento mostrado pela Figura 4b, onde o indutor está sendo descarregado pelo resistor. Pelas leis de Kirchhoff obtém-se as seguintes equações

$$L\dot{I}_L = -V_C, \quad (19)$$

$$C\dot{V}_C + \frac{V_C}{R} = I_L. \quad (20)$$

Com o vetor de estados já definido, as equações (19)-(20) também são definidas no espaço de estados como

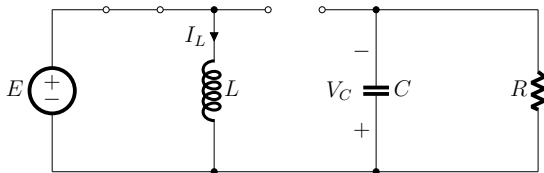
$$\dot{x}_{(2)} = A_{(2)}x + B_{(2)}E, \quad (21)$$

onde

$$A_{(2)} = \begin{bmatrix} 0 & -L^{-1} \\ C^{-1} & -(RC)^{-1} \end{bmatrix}, \quad B_{(2)} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

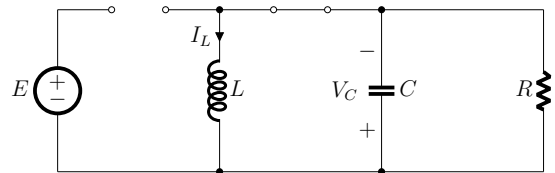
Figura 4: Conversor Buck-Boost sob chaveamento.

(a) Circuito durante o regime da chave fechada.



Fonte: Autoria própria.

(b) Circuito durante o regime da chave aberta.



Como a dinâmica dos estados é descrita por (18) durante a razão cíclica u , e descrita por (21) durante a razão cíclica $1 - u$, (SILVA; PINTO, 2011) define o modelo médio como

$$\dot{x} = \dot{x}_{(1)}u + \dot{x}_{(2)}(1 - u) \quad (22)$$

que é equivalente a

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_L \\ \dot{V}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -L^{-1} \\ C^{-1} & -(RC)^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L^{-1}(V_C + E) \\ -C^{-1}I_L \end{bmatrix} u \quad (23)$$

ou a

$$-L\dot{I}_L = (1 - u)V_C - Eu \quad (24)$$

$$C\dot{V}_C = (1 - u)I_L - \frac{V_C}{R}. \quad (25)$$

O sistema descrito pelo modelo (24)-(25) é do tipo bilinear, ou seja, é não linear. Os autores (BRUNI; DIPILLO; KOCH, 1974) definem um sistema bilinear variante no tempo da seguinte maneira:

$$\dot{x} = A(t)x + B(t)u + \sum_1^m N_k(t)xu_k. \quad (26)$$

Adaptando a equação (26) para o caso do presente trabalho, têm-se que $m = 1$ e $k = \{1\}$, e então

$$A(t) = \begin{bmatrix} 0 & -L^{-1} \\ C^{-1} & -(RC)^{-1} \end{bmatrix}, \quad B(t) = \begin{bmatrix} L^{-1}E \\ 0 \end{bmatrix}, \quad N_1(t) = \begin{bmatrix} 0 & L^{-1} \\ -C^{-1} & 0 \end{bmatrix}.$$

Analisando as equações (24) e (25) em regime permanente, ou seja, com as derivadas temporais nulas, tem-se as relações dadas pelas equações (6) e (12).

2.3 CRITÉRIOS DE DESEMPENHO DE CONVERSORES CC-CC

Conversores devem ser projetados e controlados para fornecer faixas de tensões, de correntes ou de frequências, necessárias para garantir as dinâmicas requeridas. (SILVA; PINTO, 2011). Este trabalho seguirá alguns dos requisitos de desempenho apresentados em (REMES, 2021) para o conversor Buck-Boost.

1. Erro nulo em regime permanente para seguimento de referências e rejeição de distúrbios do tipo degrau (normalmente provenientes de variações da tensão de entrada E ou da resistência R) (KAZIMIERCZUK, 2015).
2. Robustez, garantindo confiabilidade na operação diante de variações do ponto de operação, que é dependente de E e R (KAZIMIERCZUK, 2015).
3. Máximo sobressinal limitado pela especificação de tensão máxima do capacitor de saída.

O sinal de controle será a razão cíclica u , e as perturbações para este conversor podem aparecer como variações de tensão de entrada E e de carga R . A variável a ser controlada será a tensão V_C , porém ela não será definida como a *saída do sistema* por razões conceituais dentro da definição de Passividade, assunto este, que será abordado no próximo capítulo.

3 PASSIVIDADE

Energia é um dos conceitos fundamentais da ciência e da engenharia, onde os sistemas dinâmicos são vistos como uma espécie de transformadores de energia. Esta perspectiva é útil no estudo de sistemas não lineares complexos, pois estes sistemas podem ser decompostos em subsistemas onde as suas energias se somam para gerar a energia total. Um controlador pode ser analisado, do ponto de vista de energia, como outro sistema interconectado ao processo a ser controlado. O problema de controle se resume, então, em encontrar um sistema equivalente tal que a sua energia total assuma um comportamento desejado (ORTEGA et al., 2001). Se o controlador for projetado seguindo os Critérios de Estabilidade de Lyapunov, o comportamento desejado é de que a energia total assuma valor nulo em regime permanente (tópico abordado na Seção 3.2).

As aplicações de passividade estão presentes em vários problemas na teoria de sistemas, tais como análise de estabilidade, projeto de controladores e robustez. Uma das formas de se determinar a passividade de um sistema é construir funções do tipo energia, denominadas funções de armazenamento. Algumas abordagens foram propostas a fim de encontrar funções de armazenamento. Porém, não há uma forma universal para encontrar tais funções, o que coincide com a dificuldade em encontrar uma função de Lyapunov para análise de estabilidade (KOSARAJU; KAWANO; SCHERPEN, 2019).

Passividade é uma ferramenta útil na análise de sistemas não lineares, pois se relaciona bem com a Estabilidade de Lyapunov (brevemente apresentada na Seção 3.2). A teoria de Estabilidade de Lyapunov é fundamental nos estudos de sistemas. Uma maneira de analisar a estabilidade de um sistema é encontrar uma função de Lyapunov $V(x)$ que satisfaça as condições de estabilidade. Em particular, o método de Krasovskii (KHALIL, 2002) propõe uma candidata à função de Lyapunov

$$V(\dot{x}) = \dot{x}^T P \dot{x}, \quad P = P^T > 0 \in \mathbb{R}^{n \times n} \quad (27)$$

que contém as derivadas temporais dos estados e, além disso, apresenta propriedade de passividade, denominada de *Passividade de Krasovskii* por (KOSARAJU; CUCUZZELLA et al., 2021). A vantagem da Passividade de Krasovskii é contornar o *Obstáculo de Dissipação*, apresentada por (ORTEGA et al., 2001) e por (KOSARAJU; KAWANO; SCHERPEN, 2019). Em (KHALIL, 2002) é demonstrado que a conexão, feita por realimentação entre dois sistemas passivos, é também passiva.

3.1 DEFINIÇÃO DE PASSIVIDADE

O sistema no espaço de estados

$$\dot{x} = f(x, u) \quad (28)$$

$$y = h(x, u) \quad (29)$$

no qual u é um sinal de entrada e y é um sinal de saída, é dito passivo se existir uma função diferenciável semi definida positiva $V(x)$ (função de armazenamento) tal que

$$u^\top y \geq \dot{V}. \quad (30)$$

Ainda, o sistema (28)-(29) é dito

- sem perdas se $u^\top y = \dot{V}$;
- passivo à entrada direta se $u^\top y \geq \dot{V} + u^\top \varphi(u)$ para alguma função φ ;
- estritamente passivo à entrada se $u^\top y \geq \dot{V} + u^\top \varphi(u)$ e $u^\top \varphi(u) > 0, \forall u \neq 0$;
- passivo à saída realimentada se $u^\top y \geq \dot{V} + y^\top \rho(y)$ para alguma função ρ ;
- estritamente passivo à saída se $u^\top y \geq \dot{V} + y^\top \rho(y)$ e $y^\top \rho(y) > 0, \forall y \neq 0$;
- estritamente passivo se $u^\top y \geq \dot{V} + \psi(x)$ para alguma função ψ definida positiva.

A seguir serão introduzidos os conceitos de estabilidade segundo Lyapunov, e mais adiante ficará mais clara a conexão entre Estabilidade de Lyapunov e Passividade. Será visto que, se os critérios de passividade forem atendidos, a estabilidade assintótica também é atendida. Em outras palavras, uma Função de Armazenamento pode ser também uma Função de Lyapunov.

3.2 ESTABILIDADE SEGUNDO LYAPUNOV E O PRINCÍPIO DA INVARIÂNCIA DE LASALLE

Seja $x = 0$ um ponto de equilíbrio e $\mathcal{D} \in \mathbb{R}^n$ um domínio contendo $x = 0$. Seja $V : \mathcal{D} \rightarrow \mathbb{R}$ uma função contínua e diferenciável tal que

$$V(0) = 0 \quad \text{e} \quad V(x) > 0 \quad \text{em} \quad \mathcal{D} - \{0\} \quad (31)$$

$$\dot{V}(x) \leq 0 \quad \text{em} \quad \mathcal{D} \quad (32)$$

então $x = 0$ é estável. Ainda, se

$$\dot{V}(x) < 0 \quad \text{em} \quad \mathcal{D} - \{0\} \quad (33)$$

então $x = 0$ é assintoticamente estável.

Uma função $V(x)$, chamada de função de Lyapunov, candidata para satisfazer a condição (31), pode ser geralmente escolhida como uma função que descreve a energia total de um sistema autônomo $\dot{x} = f(x)$. Porém essa função pode falhar para satisfazer a condição (32).

A energia $V(x)$ do sistema autônomo deve tender a 0, e conseqüentemente x tende a 0 por causa da dissipação. Isso mostra que, se em um domínio contendo a origem for possível encontrar uma função de Lyapunov cuja derivada em relação às trajetórias do sistema for semi definida negativa, e se for possível estabelecer que nenhuma trajetória consegue ficar sobre os pontos em que $\dot{V}(x) = 0$, então a origem é assintoticamente estável. Este é basicamente a ideia por trás do Princípio da Invariância de LaSalle, demonstrado em (KHALIL, 2002).

O teorema de Lyapunov pode ser estendido para um ponto de equilíbrio qualquer além da origem. Seja $x = x^*$ um ponto de equilíbrio e $\mathcal{D} \in \mathbb{R}^n$ um domínio contendo $x = x^*$. Seja $V : \mathcal{D} \rightarrow \mathbb{R}$ uma função contínua e diferenciável tal que

$$V(x^*) > 0 \quad \text{e} \quad V(x) > 0 \text{ em } \mathcal{D} - \{x^*\} \quad (34)$$

$$\dot{V}(x) \leq 0 \text{ em } \mathcal{D} \quad (35)$$

então $x = x^*$ é estável. Ainda, se

$$\dot{V}(x) < 0 \text{ em } \mathcal{D} - \{x^*\} \quad (36)$$

então $x = x^*$ é assintoticamente estável.

3.3 ANÁLISE DE PASSIVIDADE DO CONVERSOR BUCK-BOOST

O autor Ortega et al. (2001) define a energia total armazenada $H(x(t))$ do sistema (28) como

$$H(x(t)) - H(x(t_0)) = \int_{t_0}^t u^\top(\tau)y(\tau)d\tau - p(t), \quad (37)$$

onde $H(x(t_0))$ é a energia inicial, $\int_{t_0}^t u^\top(\tau)y(\tau)d\tau$ é a energia fornecida ao sistema, e $p(t)$ é a parcela dissipativa. Ainda considera-se $p(t) \leq \int_{t_0}^t u^\top(\tau)y(\tau)d\tau$. No caso de $H(x(t)) \geq 0$, tem-se que

$$- \int_{t_0}^t u^\top(\tau)y(\tau)d\tau \leq H(x(t_0)), \quad (38)$$

ou seja, a energia total extraída de um sistema passivo deve ser limitada.

O modelo do Buck-Boost (23) pode ser resumido a

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u, \quad (39)$$

e se for escolhida uma candidata à função de Lyapunov na forma

$$V(x) = x^\top P x \quad (40)$$

onde

$$P = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix},$$

então

$$V(I_L, V_C) = \frac{1}{2}LI_L^2 + \frac{1}{2}CV_C^2, \quad (41)$$

e aplicando a derivada temporal em V tem-se

$$\dot{V}(I_L, V_C) = L\dot{I}_L I_L + C\dot{V}_C V_C = -(1-u)I_L V_C + (1-u)I_L V_C + EI_L u,$$

resultando em

$$\dot{V}(I_L, V_C) = -\frac{V_C^2}{R} + EI_L u,$$

o que implica que o sistema descrito por (24)-(25) é estritamente passivo, pois satisfaz a condição

$$u^\top y \geq \dot{V} + \psi(x),$$

onde $\psi(x) = V_C^2/R$ e $y = EI_L$. Contudo, a desigualdade $\dot{V} \leq EI_L u$ diz que no ponto de equilíbrio $x^* = (I_L^*, V_C^*)$ o sistema extrai energia infinita da *fonte de entrada* u , pois a parcela $-\int_{t_0}^{\tau} u^T(\tau)y(\tau)d\tau$ não é limitada. Em (ORTEGA et al., 2001) é demonstrado o Obstáculo de Dissipação, que diz que o Controle Baseado em Passividade é aplicável somente se a energia dissipada pelo sistema é limitada, e conseqüentemente, o mesmo pode ser estabilizado extraíndo-se uma quantia finita de energia do controlador. Este é caso do controle de alguns sistemas mecânicos onde a potência extraída é o produto da força pela velocidade, e deseja-se conduzir a velocidade a zero. Um exemplo que ilustra este caso é o controle de posição de um atuador hidráulico, onde a sua velocidade final é zero, porém a força para mantê-lo em uma determinada posição é não nula. Por outro lado, o mesmo pode não ser possível para alguns sistemas elétricos, onde a potência que, envolve o produto entre tensões e correntes, pode ser não nula em um ponto de equilíbrio não nulo. Um exemplo é o controle de corrente da armadura de um motor DC para ajuste do torque do seu eixo. O sinal de entrada u é a tensão de armadura e a saída y é a corrente de armadura ou torque elétrico. Neste caso, o produto entre tensão e corrente é não nulo o que resulta na relação de energia, dada pela Equação (38), como não limitada.

3.4 CONTROLE BASEADO EM PASSIVIDADE DE KRASOVSKII DE UM CONVERSOR BUCK-BOOST

Para contornar o Obstáculo de Dissipação, (KOSARAJU; CUCUZZELLA et al., 2021) propõe a função de armazenamento, na forma da Equação (27), e candidata à função de Lyapunov assum a forma

$$V(\dot{I}_L, \dot{V}_C) = \frac{1}{2}L\dot{I}_L^2 + \frac{1}{2}C\dot{V}_C^2 \quad (42)$$

que representa a energia de um sistema *aumentado*

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (43)$$

$$\ddot{x} = \dot{f}(x) + g(x)\dot{u} + \dot{g}(x)u \quad (44)$$

$$\dot{u} = u_d \quad (45)$$

que é estritamente passivo, pois

$$\dot{V}(\dot{I}_L, \dot{V}_C) = -\frac{\dot{V}_C^2}{R} + \dot{u}(\dot{I}_L V_C - I_L \dot{V}_C + E\dot{I}_L) \leq u_d(\dot{I}_L V_C - I_L \dot{V}_C + E\dot{I}_L) \quad (46)$$

satisfaz a condição $u_d^T y \geq \dot{V}$ onde u_d é a nova entrada do sistema, e $y = (\dot{I}_L V_C - I_L \dot{V}_C + E\dot{I}_L)$ é a saída. Então no ponto de equilíbrio (I_L^*, V_C^*, u^*) , a inequação (38) é satisfeita para o Controle Baseado em Passividade. Os autores (KOSARAJU; KAWANO; SCHERPEN, 2019) definem este conceito como *Passividade de Krasovskii*.

A equação (42) pode ser vista como

$$V(I_C, V_L) = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{C}I_C^2 + \frac{1}{L}V_L^2 \right) \quad (47)$$

onde uma parcela da energia está armazenada em um indutor de indutância $1/C$, e a outra parcela da energia é armazenada em um capacitor de capacitância $1/L$. Pode-se

demonstrar a relação (47) a partir das relações de tensão-corrente de um indutor (V_L) e de um capacitor (I_C)

$$\dot{I}_L = \frac{V_L}{L} \quad \text{e} \quad \dot{V}_C = \frac{I_C}{C}.$$

Partindo do pressuposto de que o sistema (43)-(45) seja controlável (veja (KOSARAJU; CUCUZZELLA et al., 2021)), adiciona-se a porção de energia do controlador à equação (42)

$$V(\dot{I}_L, \dot{V}_C, u) = \frac{1}{2}L\dot{I}_L^2 + \frac{1}{2}C\dot{V}_C^2 + \frac{1}{2}k_i||u - u^*||^2 \quad (48)$$

onde k_i é um parâmetro do controlador, e assim

$$\dot{V}(\dot{I}_L, \dot{V}_C, u) = -\frac{\dot{V}_C^2}{R} + u_d [\dot{I}_L V_C - I_L \dot{V}_C + E\dot{I}_L + k_i(u - u^*)], \quad k_i \in \mathbb{R}^+. \quad (49)$$

Como o segundo critério de estabilidade de Lyapunov deve ser atendido e o sistema deve ser estritamente passivo, faz-se, a partir da equação (49),

$$\dot{V} \leq -k_d u_d^2 \quad \therefore \quad \dot{u} = -\frac{1}{k_d} [\dot{I}_L V_C - I_L \dot{V}_C + E\dot{I}_L + k_i(u - u^*)], \quad \{k_i, k_d\} \in \mathbb{R}^+, \quad (50)$$

onde k_d é um segundo parâmetro a ser ajustado no projeto do controlador. O ponto de equilíbrio (I_L^*, V_C^*, u^*) agora passa a ser o ponto de equilíbrio desejado, e a partir das equações (24)-(25) o sinal de controle u^* é

$$u^* = \frac{V_C^*}{V_C^* + E}, \quad u^* \in [0, 1]. \quad (51)$$

As duas funções de armazenamento (41) e (42) mostram que o Conversor Buck-Boost é assintoticamente estável e passivo. Contudo, o que (ORTEGA et al.) mostra, o controle baseado em passividade de Krasovskii só é possível utilizando-se a função de armazenamento expressada pela Equação (42), pois

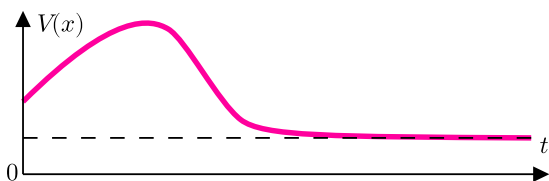
$$\lim_{t \rightarrow \infty} \left[\frac{1}{2}I_L^2 + \frac{1}{2}V_C^2 \right] \in \mathbb{R}^+,$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \left[\frac{1}{2}\dot{I}_L^2 + \frac{1}{2}\dot{V}_C^2 \right] = 0.$$

Generalizando, isso quer dizer que a função de armazenamento V , com Obstáculo de Dissipação, tem o comportamento da Figura 5a, e, com a adição do Controlador baseado na Passividade de Krasovskii, tem o comportamento da Figura 5b.

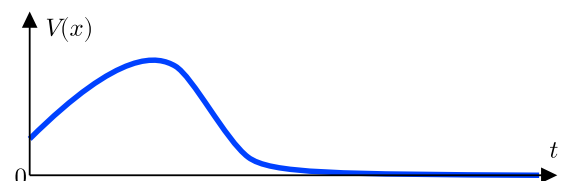
Figura 5: Comportamento das funções de armazenamento.

(a) $V(x)$ com Obstáculo de Dissipação.



Fonte: Autoria própria.

(b) $V(x)$ com Controlador baseado na Passividade de Krasovskii.



4 PROJETO, SIMULAÇÃO E IMPLEMENTAÇÃO

Neste capítulo serão abordados o Projeto do conversor - onde os parâmetros serão calculados a partir de suas especificações, a Simulação - onde serão analisados os comportamentos do conversor e do controlador sob variações da tensão de entrada e de carga a partir de *softwares* de simulação matemática, e a Implementação - que descreve os passos na construção física do Conversor e do Controlador, e ainda justifica a escolha do microcontrolador onde o Controlador estará embarcado.

4.1 PROJETO DO CONVERSOR BUCK-BOOST

As especificações, como tensão de entrada, tensão desejada e corrente de carga, foram tomadas a partir dos aparatos já disponíveis em mãos e no mercado. As especificações do conversor são:

- tensão de entrada $E = 5\text{ V}$;
- tensão desejada sobre a carga $V_C^* = 10\text{ V}$;
- corrente de carga de até 500 mA ;
- frequência de chaveamento $f = 50\text{ kHz}$;
- ondulações de até $\Delta V_C = 50\text{ mV}$ e $\Delta I_L = 500\text{ mA}$.

A carga deve ser de $R = 20\ \Omega$ já que a corrente de carga e a tensão desejada são 5 mA e 10 V . As equações (7), (10), as especificações das ondulações e da frequência de chaveamento resultam em uma capacitância e um uma indutância de:

$$L = \frac{(2/3) \times 5\text{ V}}{50\text{ kHz} \times 5\text{ mA}} = 133\ \mu\text{H},$$
$$C = \frac{(2/3) \times 5\text{ mA}}{50\text{ kHz} \times 50\text{ mV}} = 133\ \mu\text{F}.$$

Os maiores e mais próximos valores dos calculados acima são: $L = 150\ \mu\text{H}$ e $C = 220\ \mu\text{F}$. E pela Equação (14), a indutância de $150\ \mu\text{H}$ é maior que a indutância crítica, pois

$$L_{\text{crit}} = \frac{20\ \Omega}{2 \times 50\text{ kHz}} \times \left(1 - \frac{2}{3}\right)^2 = 22\ \mu\text{H}$$
$$C_{\text{crit}} = \frac{(2/3)}{2 \times 50\text{ kHz} \times 20\ \Omega} = 33,3\ \mu\text{F}$$

e isso significa que a condução será contínua em regime permanente. Não é possível prever, analiticamente, o tipo condução (contínua ou descontínua) durante o período transitório por conta do modelo do conversor ser bilinear, e então, para saber o comportamento da condução do indutor e do capacitor, é necessário simular o circuito como é demonstrado na Seção 4.2. Os parâmetros do conversor são resumidos na Tabela 1

Tabela 1: Parâmetros e especificações do Conversor Buck-Boost.

PARÂMETRO/ESPECIFICAÇÃO	VALOR NOMINAL
Frequência f	50 kHz
Tensão de entrada E	5 V
Tensão desejada sobre a carga V_C^*	10 V
Corrente de carga	500 mA (máx.)
Ondulações $\Delta V_C/\Delta I_L$	50 mV/500 mA
Indutância L	150 μ H
Capacitor C	220 μ F
Carga R	20 Ω

Fonte: Autoria própria.

4.2 SIMULAÇÃO

Nesta seção, serão apresentados alguns experimentos, simulados no MATLAB[®] e no SIMULINK[®], com o modelo médio deduzido na Seção 2.2, e com o controlador definido na Seção 3.4. O intuito é mostrar o desempenho do controlador sob as variações dos ganhos k_i e k_d , e sob as variações da tensão E e da carga R . Para tais experimentos, são considerados os parâmetros do conversor calculados na Seção 4.1.

4.2.1 Simulação com variação de ganhos

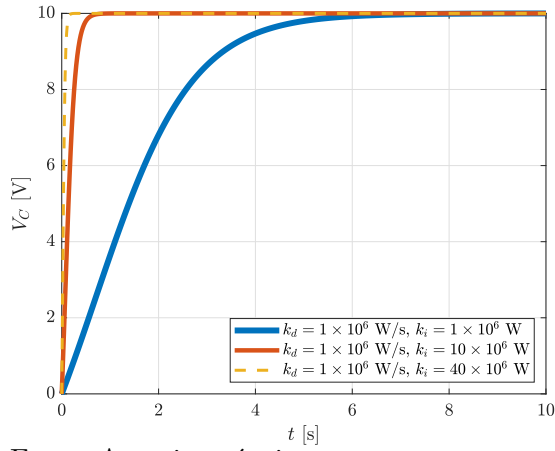
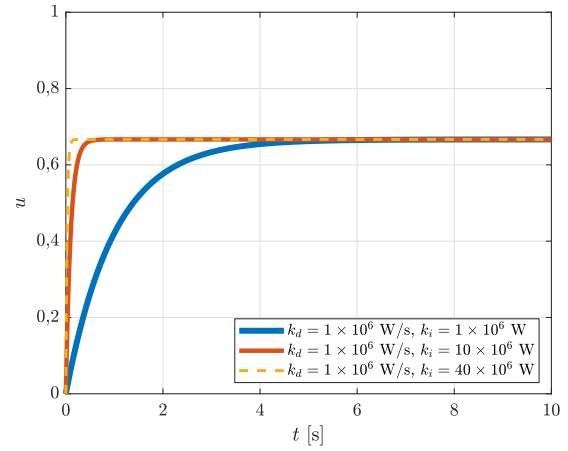
Em (KOSARAJU; CUCUZZELLA et al., 2021) não é mencionado como sintonizar os ganhos k_i e k_d do controlador, e por esta razão, no presente trabalho, eles foram escolhidos por tentativa e erro através das simulações. Um desempenho satisfatório, em malha fechada, foi atingido com $k_i = 40 \times 10^6 \text{ W s}^{-1}$ e $k_d = 1 \times 10^6 \text{ W}$.

Na simulação mostrada pelas figuras 6a e 6b, fixou-se $k_d = 1 \times 10^6 \text{ W}$, e variou-se $k_i = \{1 \times 10^6, 10 \times 10^6, 40 \times 10^6\} \text{ W s}^{-1}$. Nota-se que, com o aumento do ganho k_i , o tempo de acomodação e V_C diminui. E ainda, pela Figura 6b, nota-se também que a razão cíclica u não satura.

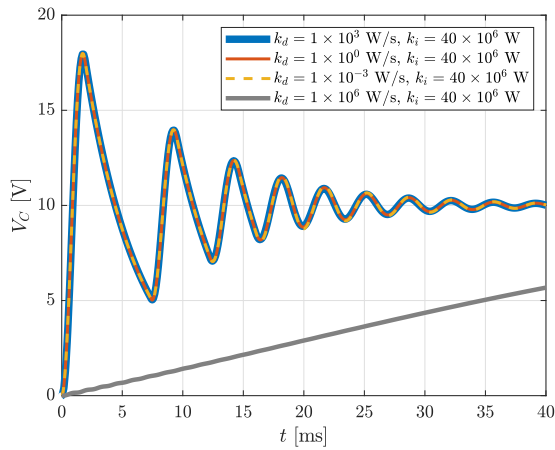
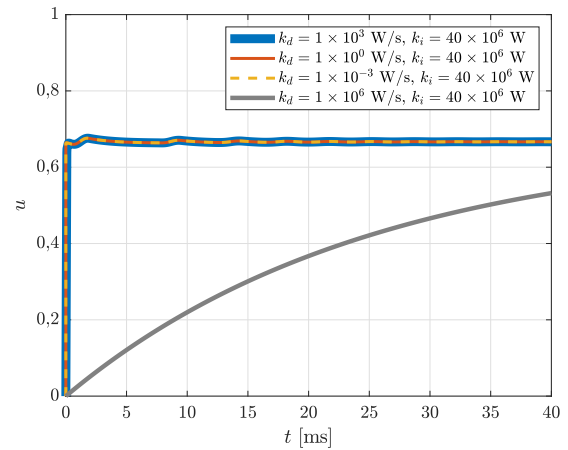
Conforme as figuras 7a e 7b, quando o ganho $k_i = 40 \times 10^6 \text{ W s}^{-1}$ é fixo, e varia-se o ganho $k_d = \{1 \times 10^3, 1 \times 10^0, 1 \times 10^{-3}\} \text{ W}$, mantendo o comportamento da tensão V_C oscilatório e praticamente o igual para qualquer valor nesta faixa de ganhos. Contudo, nota-se que o conversor está operando em modo de condução descontínua, pois a oscilação de V_C , durante o período transitório, está distorcida. Já o sinal de controle u não satura.

4.2.2 Simulação de perturbações em malha aberta e em malha fechada

Na Seção 4.1, onde foram calculados os parâmetros do conversor de acordo com as especificações, previa-se condução contínua da corrente no indutor e no capacitor durante o regime permanente, contudo, não foi possível determinar o modo de condução durante o período transitório. Simulando o conversor em malha aberta, com $u = 2/3$ que resulta em $V_C^* = 10 \text{ V}$, nota-se pelas curva vermelha da Figura 8, que a corrente média I_L tem uma descontinuidade durante o período transitório. A condução descontínua da corrente se dá

Figura 6: Variação dos ganhos k_i e k_d (a) Tensão do capacitor com k_d fixo e k_i variável.(b) Razão Cíclica com k_d fixo e k_i variável.

Fonte: Autoria própria.

Figura 7: Variação dos ganhos k_i e k_d (a) Tensão do capacitor com k_i fixo e k_d variável.(b) Razão Cíclica com k_i fixo e k_d variável.

Fonte: Autoria própria.

por causa da dinâmica do conversor que, com os parâmetros calculados anteriormente, tem um amortecimento muito baixo, fazendo com que a corrente do indutor e a tensão do capacitor oscilem. A curva verde da Figura 8 mostra a tensão do capacitor que oscila, contudo, a sua oscilação não é uma *senoide amortecida*, mas sim uma oscilação *distorcida* por conta da condução descontínua.

Se o desempenho em malha fechada (curvas azuis da Figura 8) for comparado com o desempenho em malha aberta (curvas verde e vermelha da Figura 8), nota-se que em malha aberta a tensão V_C atinge o valor desejado V_C^* mais rápido que em malha fechada, porém V_C oscila atingindo um sobressinal de 18 V aproximadamente. Observa-se também que em malha fechada o conversor opera em condução contínua.

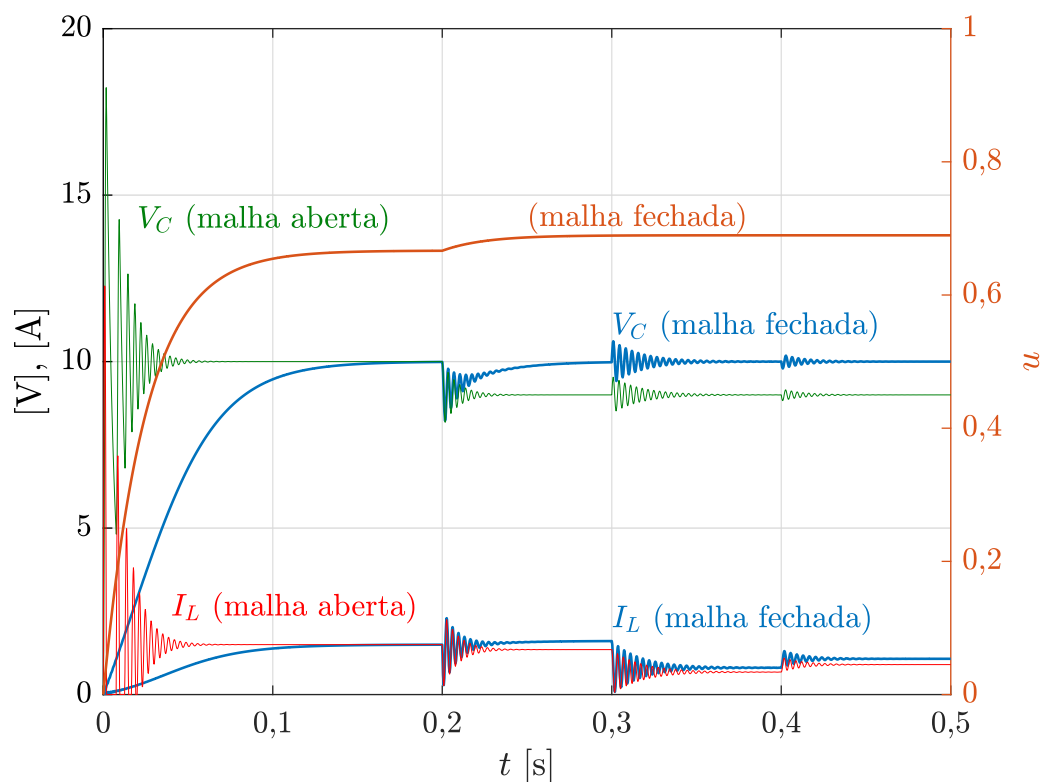
De acordo com as definições de perturbações na Seção 2.3, a Figura 8 mostra o comportamento da tensão V_C , da corrente I_L e da razão cíclica u sob as variações da tensão ΔE e de carga ΔR . Estas variações são: $\Delta E = -0,5$ V no instante $t = 0,2$ s, $\Delta R = 20$ Ω no instante $t = 0,3$ s, e $\Delta R = -10$ Ω no instante $t = 0,4$ s. Os parâmetros do controlador serão $k_i = 40 \times 10^6$ W s⁻¹, $k_d = 1 \times 10^6$ W. Sob as variações na tensão E e na carga R , a tensão V_C e a corrente I_L tem comportamentos similares durante o período

transitório em malha fechada e em malha aberta, porém têm valores distintos em regime permanente.

Observando a Figura 8, é possível notar que, no instante $t = 0,2\text{ s}$, a tensão V_C decai aproximadamente 2 V , e a corrente I_L oscila e tem um leve acréscimo no seu valor quando estabilizada. Além disso, a razão cíclica é levemente elevada para compensar a variação negativa na tensão E . A tensão V_C é reajustada de modo a rejeitar a perturbação ou variação ΔE do tipo salto, e isso se deve ao fato de que o valor u^* é atualizado com o novo valor de E . A lei de controle descrita pela Equação (50) pode não ser válida para os tipos de variações ΔE como senoidais ou rampas, e para simplificar, esta lei será considerada *válida* apenas para variações do tipo salto neste trabalho, já que se u^* fosse uma função da tensão variante no tempo $E(t)$, \dot{u} teria muito mais termos, e inclusive termos com derivadas, podendo tornar implementação mais complexa.

No instante $t = 0,3\text{ s}$, a corrente I_L decai, pois a variação de carga é positiva, porém nada acontece com a amplitude de V_C quando a mesma volta a estabilizar, pois ela não depende do valor da carga de acordo com a Equação (6). Já no instante $t = 0,4\text{ s}$, a corrente I_L aumenta, pois a variação de carga é negativa, e a amplitude de V_C se mantém a mesma quando estabilizada. Nota-se também que, para as variações de carga, variação da razão cíclica u no é praticamente imperceptível. Em ambas variações da carga R , a tensão V_C é ajustada para o valor de referência V_C^* , o que faz total sentido se analisarmos o modelo descrito pelas equações (24)-(25): a tensão V_C em regime permanente não depende do valor de R , mas sim apenas do valor de E e da razão cíclica u^* .

Figura 8: Simulação de perturbações (variações de E e R).



Fonte: Autoria própria.

4.3 IMPLEMENTAÇÃO

Neste capítulo serão abordados os métodos para implementação do controlador da Equação (50), o projeto e a montagem do circuito do conversor. O ponto de partida será condicionar os sinais para o controle, e o objetivo final é obter o circuito da Figura 12.

A lei de controle estará embarcada no microcontrolador ATmega4809 que está presente na placa de desenvolvimento ARDUINO® Nano Every. O ATmega4809 conta com um Conversor Analógico-Digital (ADC) de 10 bits, e pode ler tensões de 0 V a 5 V (ARDUINO, s.d.[a]). As suas saídas operam na mesma faixa de tensão, porém contam com um Conversor Digital-Analógico (DAC) de 8 bits. Além disso, as saídas são puramente digitais, e podem simular um comportamento analógico através da modulação de largura de pulso (ou PWM do inglês *Pulse Width Modulation*). Este comportamento será útil no chaveamento do transistor.

4.3.1 Frequência de Amostragem

Sabe-se que todos os sinais elétricos do Conversor Buck-Boost têm uma componente média proveniente do modelo médio, e outra componente em alta frequência proveniente do chaveamento. Contudo, como o controle baseado em Passividade de Krasovskii é derivado do modelo médio, os sinais lidos passarão por um filtro f onde serão obtidas as suas médias.

Seja T o período de chaveamento do conversor, e seja $T/2$ o período de amostragem de um sinal $v(t)$ composto por uma parcela alternada $\tilde{v}(t)$, e uma parcela média $V(t)$. Considerando que os valores máximo e mínimo de $v(t)$ dentro de do período de chaveamento ocorram a cada $T/2$ e T unidades de tempo conforme a Figura 9, aproxima-se V da seguinte maneira

$$V \approx \frac{v(0,5T) + v(0)}{2} + \frac{v(T) + v(0,5T)}{2} + \dots + \frac{v(\frac{n}{2}T) + v(T(\frac{n}{2} - \frac{1}{2}))}{2}. \quad (52)$$

onde os valores máximo e mínimo são somados e divididos por 2, e n é o número da amostra.

Seja T_s um novo período de amostragem do sinal $v(t)$, e se T_s for um múltiplo do período de chaveamento T , pode-se escrever

$$T_s = \frac{(2k + 1)}{2}T, \quad k = \{0, 1, 2, \dots\}, \quad (53)$$

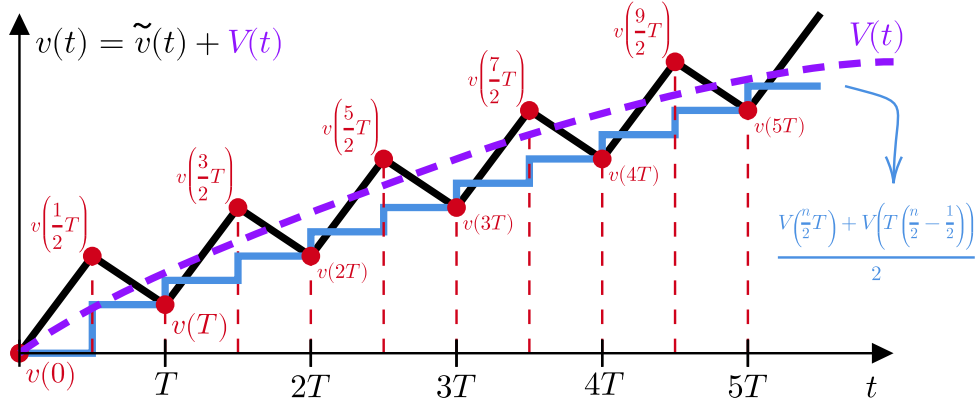
sendo k um termo de ajuste para o período T_s . Com a adição do termo k a Equação (52) se torna

$$V \approx \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{\infty} \left[v\left(k\frac{n}{2}T\right) + v\left(k\frac{n}{2}T - \frac{1}{2}kT\right) \right] = \bar{f}(v). \quad (54)$$

4.4 CONDICIONAMENTO DE SINAIS

Para implementar a lei de controle dada pela Equação (50) é necessário, no mínimo, a leitura da corrente do indutor I_L e da tensão do capacitor V_C . Com isso, adicionam-se elementos para condicionar a leitura de cada um destes sinais.

Figura 9: Amostragem de Sinais do Conversor Buck-Boost



Fonte: Autoria própria.

4.4.1 Leituras da Corrente do Indutor e da Tensão do Capacitor

Ao analisar o circuito Figura 2b, a corrente I_L do indutor *entra* no terra (GND), o que indica que a tensão do próprio indutor é positiva em relação ao terra. É possível medir a corrente I_L através da tensão de um resistor *shunt* em série com o indutor conforme mostra a Figura 10b. Sendo assim, considerando que a resistência *shunt* R_{s1} seja muito menor que a resistência da carga R , tem-se a Equação (55), onde V_{s1} é a tensão do resistor *shunt*.

$$i_L \approx \frac{v_{s1}}{R_{s1}} \quad (55)$$

Para uma excursão de v_C entre 0 V e 12 V, adiciona-se o circuito da Figura 10b em paralelo à carga, e então o microcontrolador efetua medições de tensão dentro dos limites do ARDUINO® Nano Every que, de acordo com a sua folha de dados (ARDUINO, s.d.[a]), efetua leituras de tensão entre 0 V e 5 V. A tensão V_o obedece a equação (56), e com $R_1 = 10 \text{ M}\Omega$, $R_2 = 5 \text{ M}\Omega$, $R_3 = 5,6 \text{ M}\Omega$ e $V_{cc} = 24 \text{ V}$ tem-se que $v_o(V_C(t) = 0 \text{ V}) = 5 \text{ V}$ e $V_o(v_C(t) = 12 \text{ V}) = 0 \text{ V}$

$$v_o(v_C(t)) = \frac{R_3}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3} [R_1 V_{cc} - R_2 v_C(t)]. \quad (56)$$

4.4.2 Leitura de Carga

Com a adição da resistência *shunt* R_{s1} , o modelo do Conversor Buck-Boost apresentado na Seção 3.4 já não é mais válido, e o sinal de controle u^* em regime permanente, que agora depende de R_{s1} e R , é calculado resolvendo-se a Equação (72) conforme demonstrado no Apêndice A.1, e então

$$u^* = \frac{(2V_C^* + E) \pm \sqrt{E^2 - 4\frac{R_{s1}}{R}(V_C^{*2} + V_C^*E)}}{2(V_C^* + E)}. \quad (57)$$

Assim como na Seção 4.2.2, onde faz-se necessária a leitura da tensão E para compensar o valor de u^* sob variações ΔE , agora será necessário também medir a resistência

da carga para a compensação de u^* . Ao adicionar uma resistência *shunt* R_{s2} em série com a carga R como mostra a Figura 10c, é possível calcular

$$R = R_{s2} \frac{(V_C - V_{s2})}{V_{s2}} \quad (58)$$

onde V_{s2} é a tensão média sobre o resistor *shunt*. A Equação (57) é reescrita da seguinte maneira

$$u^* = \frac{(2V_C^* + E) \pm \sqrt{E^2 - 4 \frac{R_{s1}}{R+R_{s2}} (V_C^{*2} + V_C^* E)}}{2(V_C^* + E)} \quad (59)$$

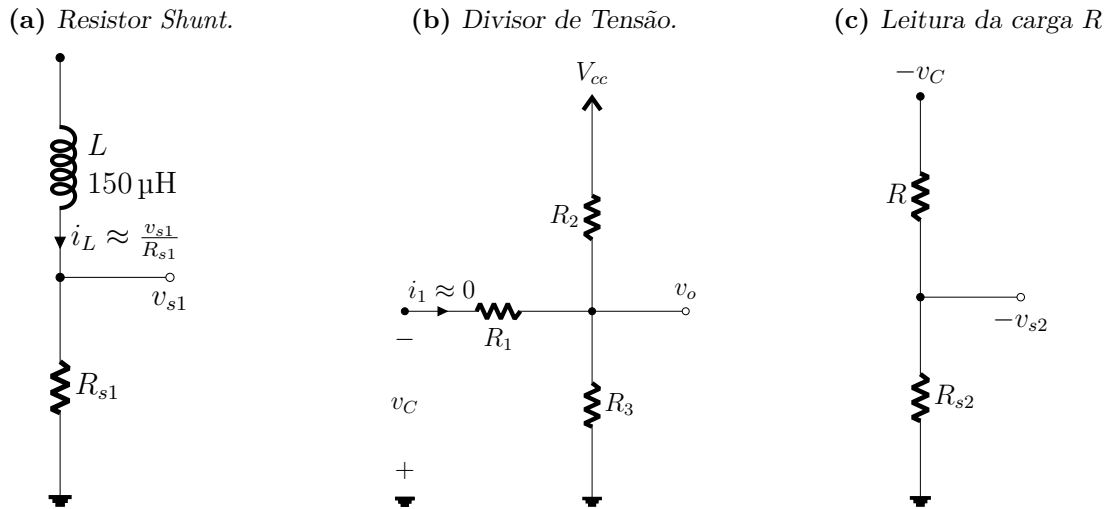
onde

$$R = \frac{R_{s2}}{V_{s2}} (V_C - V_{s2}), \quad (60)$$

$$V_C^* = \frac{R + R_{s2}}{R} V_R^*, \quad (61)$$

e V_R^* é a tensão média desejada sobre a carga R . A tensão V_{s2} é negativa em relação ao terra, e como o microcontrolador ATmega4809 lê tensões positivas até 5 V, deve-se *inverter* a sua polaridade para a leitura. Na Seção 4.6, tal leitura será condicionada com o amplificador operacional TL081 na configuração inversora.

Figura 10: Condicionamento da Corrente I_L e da Tensão V_C .



Fonte: Autoria própria.

4.5 MALHA DE CONTROLE

A Lei de Controle (Equação (50)), e o condicionamento de sinais apresentado na seção 4.4 são convertidos no diagrama de blocos da Figura 11. A Equação (54) (filtro) é representada pelo bloco $\bar{f}(\cdot)$. A *inversa* da Equação (56) pode ser estendida para os valores médios V_o e V_C , ou seja,

$$V_C(V_o(t)) = -\frac{12}{5} V_o(t) + 12 \text{ V}. \quad (62)$$

A tensão v_{s1} também passará pelo filtro \bar{f} resultando na tensão média V_{s1} . O sinal de controle em regime permanente u^* , na Equação (59)), é calculado com base nos valores médios V_C e V_{s2} , onde V_C é dada por (62), e

$$V_{s2} \approx \bar{f}(v_{s2}).$$

Na implementação do controlador será utilizado um termo de ajuste $k = 2$, ou seja, pela Equação (53) tem-se que o período de amostragem $T_s = 2,01$ ms para uma frequência de chaveamento $f = 50$ kHz. Com o período de amostragem T_s definido, as derivadas \dot{I}_L e \dot{V}_C e a razão cíclica são aproximadas por Diferenças em Atraso (BAZANELLA; SILVA JR, 2005):

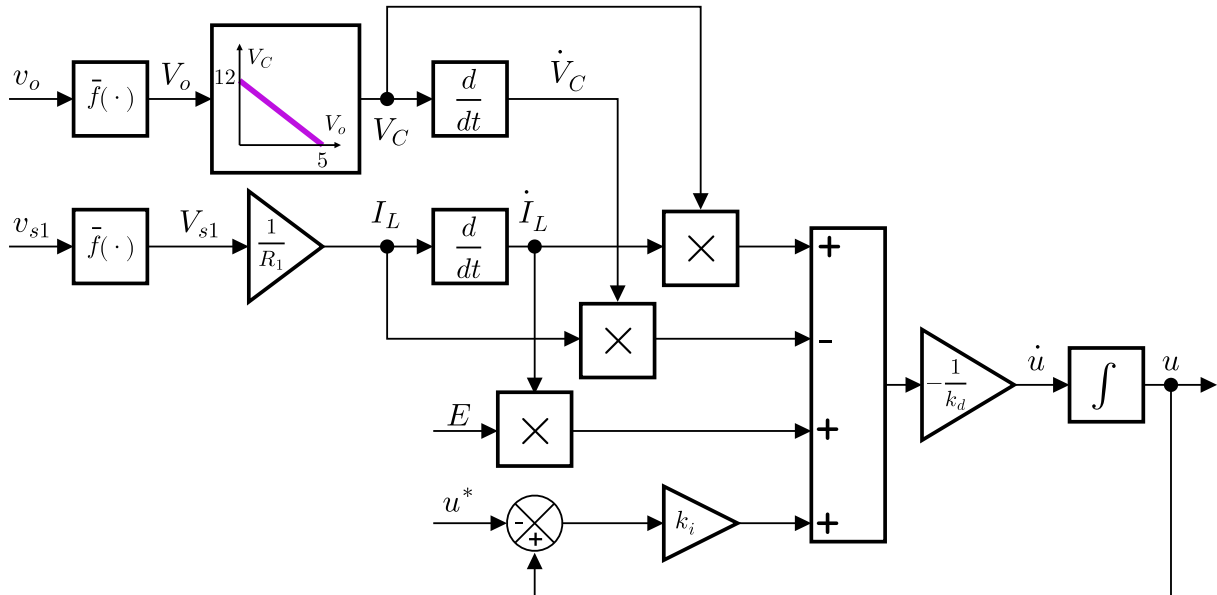
$$\dot{I}_L \approx \frac{I_L(n) - I_L(n-1)}{T_s}, \quad (63)$$

$$\dot{V}_C \approx \frac{V_C(n) - V_C(n-1)}{T_s}, \quad (64)$$

$$u = \int_0^\tau \dot{u}(\tau) d\tau \approx T_s \dot{u}(n-1) + u(n-1). \quad (65)$$

Os ganhos k_i e k_d foram escolhidos por tentativa e erro em simulação, e concluiu-se que o desempenho ficou satisfatório de acordo com a simulação correspondente à Figura 8, ou seja, $k_i = 40 \times 10^6 \text{ W s}^{-1}$, $k_d = 1 \times 10^6 \text{ W}$.

Figura 11: Malha de Controle



Fonte: Autoria própria.

O código que efetua os cálculos do diagrama de blocos da Figura 12 conta com a biblioteca `megaAVR_PWM.h` (ARDUINO, s.d.[b]) para configurar a frequência do pino digital D3. A seguir são apresentados os principais cálculos da malha de controle, e o código completo pode ser consultado na Apêndice B.

Criou-se uma função `media` (Listagem 1), equivalente ao filtro dado pela Equação (54), que recebe 2 argumentos: `porta` onde escolhe-se a porta analógica da leitura do sinal; e `T_amostragem` é o tempo de amostragem. A função `millis()` guarda o tempo

transcorrido em milissegundos desde o início da leitura, então quando este valor, descontado do tempo T_{-1} da última amostra, for maior que o período de amostragem, a função efetua uma nova leitura e a retorna dentro da variável `saida`.

Listagem 1: Função filtro \bar{f} implementada em código.

```
// funcao para calcular a media das 2 ultimas amostras
float media(uint8_t porta, unsigned long T_amostragem){
    static unsigned long T_1 = 0;
    if(millis() - T_1 > T_amostragem){
        float saida = (5/1023)*analogRead(porta);
        T_1 = millis();
    }
    return saida;
}
```

Fonte: Autoria própria.

As aproximações por Diferenças em Atraso (64)-(63)-(65) são implementadas de acordo com a Listagem 2, e dVC , dIL , VC_{-1} e IL_{-1} representam \dot{V}_C , \dot{I}_L , $V_C(n-1)$ e $I_L(n-1)$. As descrições das demais variáveis do código podem ser consultadas no Apêndice B.

Listagem 2: Cálculos de \dot{V}_C , \dot{I}_L e u implementados em código.

```
VC      = -(12/5)*Vo + 12; // Calculo de VC
dVC     = (VC - VC_1)/Ts; // Calculo de dVC
VC_1    = VC; // Armazenamento do ultimo valor de VC
IL      = (1/Rs1)*Vs1; // Calculo de IL
dIL     = (IL - IL_1)/Ts; // Calculo de dIL
IL_1    = IL; // Armazenamento do ultimo valor de VC
// Calculo da razao ciclica
du      = -(1/kd)*(dIL*VC - IL*dVC + E*dIL + ki*(u - u_rp));
u       = Ts*du + u;
```

Fonte: Autoria própria.

4.6 CIRCUITO PROPOSTO

Com os condicionamentos de sinais já definidos, nos resta projetar o disparo do transistor responsável pelo chaveamento do conversor. Como todas as leituras de tensão serão feitas em relação ao terra, o sinal PWM do microcontrolador também estará referenciado em relação ao terra.

O chaveamento será feito através de dois transistores de efeito de campo (FET): um do tipo canal P para cumprir o papel de chave, e um do tipo N para *isolar* o microcontrolador da parte de potência. Sendo assim, o microcontrolador aciona o FET de canal N que, por sua vez, aciona o FET de canal P. Os FETs do tipo P e tipo N escolhidos para este projeto são o IRF9540N e o IRFZ44N. Para que eles possam operar como chave, as suas tensões V_{GS} de *Gate-Source* devem estar nas faixas

$$\begin{aligned} \text{IRF9540N - Canal P:} & \quad -20\text{ V} < V_{GS} \leq -2\text{ V} \\ \text{IRFZ44N - Canal N:} & \quad 2\text{ V} < V_{GS} \leq 20\text{ V} \end{aligned}$$

que podem ser consultadas em (VISHAY, 2021) e (INFINEON, 2010). Além disso, o IRF9540N tem uma resistência entre os terminais *Drain* e *Source* de $R_{DS(on)} = 0,2\Omega$ quando está conduzindo corrente. A resistência $R_{DS(on)}$ do IRFZ44N não será importante no projeto pois não influenciará na dinâmica do circuito.

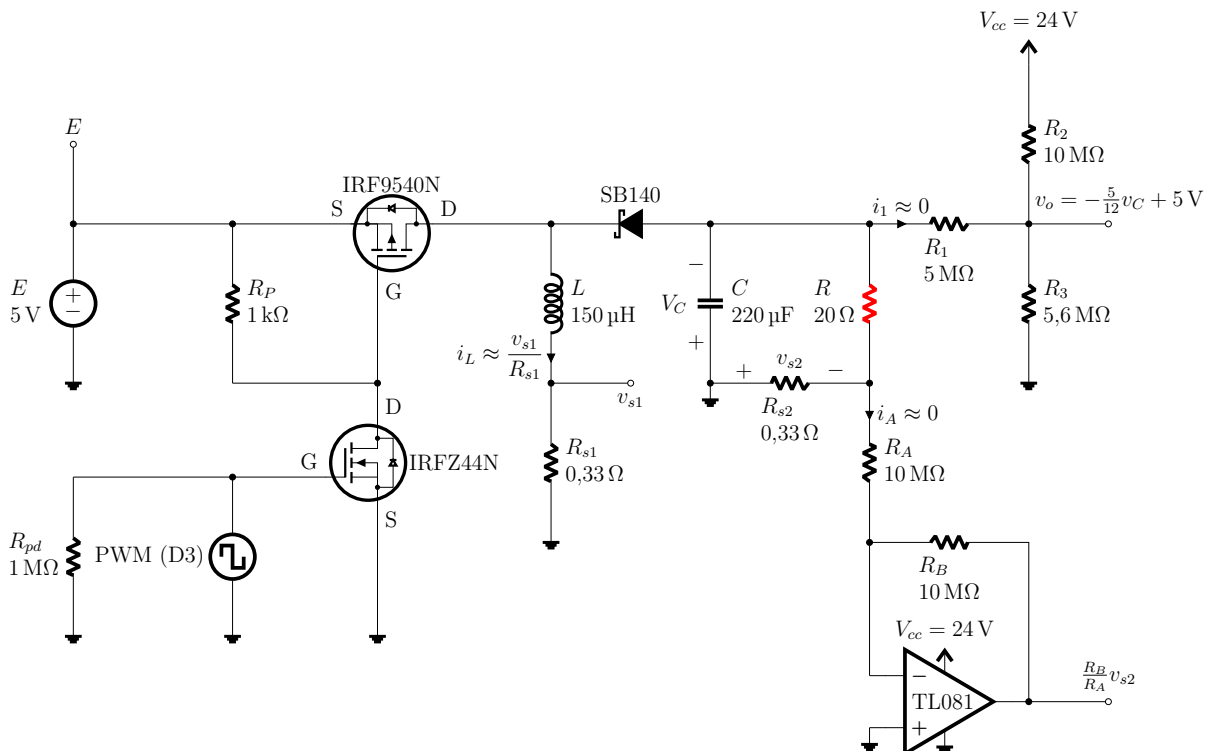
Para disparar o FET de canal P, é necessário que a tensão V_{GS} entre os seus terminais *Gate* e *Source* varie na faixa de $-E$ a $0V$. Uma forma de fazer isso é adicionar um resistor de resistência $R_P = 1k\Omega$ entre os seus terminais *Gate* e *Source*, e ainda garantir que a sua tensão de *Gate* V_G varie entre $0V$ e E , e para isto, conecta-se o seu *Gate* ao terminal *Drain* de um FET de canal N conforme a Figura 12.

O FET de canal N é disparado variando-se a sua tensão V_{GS} entre $5V$ e $0V$ através do sinal PWM provido da saída digital 3 (D3) do ARDUINO® Nano Every. Adiciona-se, à esta saída digital, um resistor de *pull down* ($R_{pd} = 1M\Omega$) para evitar flutuações no *Gate* durante o envio da programação ao microcontrolador.

Outro componente que funciona como uma chave é o diodo. Para esta implementação, foi escolhido o diodo Schottky SB140 por conta de ter pequenas perdas e ser eficiente para chaveamentos de alta frequência. A sua folha de dados (FAIRCHILD, s.d.) mostra que a sua corrente direta é de $1A$, enquanto que a sua corrente reversa é de $0,5mA$.

Como visto na Seção 4.4, a tensão v_{s2} é negativa em relação ao terra, e é necessário invertê-la para ser lida pelo microcontrolador. Então adiciona-se, entre a carga R e o resistor R_{s2} , o amplificador operacional TL081, alimentado assimetricamente fonte V_{cc} , na configuração inversora, e com resistores $R_A = 10M\Omega$ e $R_B = 10M\Omega$ como mostra o circuito da Figura 12. O TL081 tem uma tensão de *offset* de $0,1mV$, que pode ser considerada uma tensão intrínseca entre o terminal $+$ do amplificador e o terra, como é apresentado em (SEBRA et al., 2007). A tensão v_{s2} estará na faixa de $0V$ a $0,2V$, e portanto, a tensão de *offset* do TL081 não deve afetar as leituras.

Figura 12: Conversor Buck-Boost com condicionamento de sinais.



Fonte: Autoria própria.

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

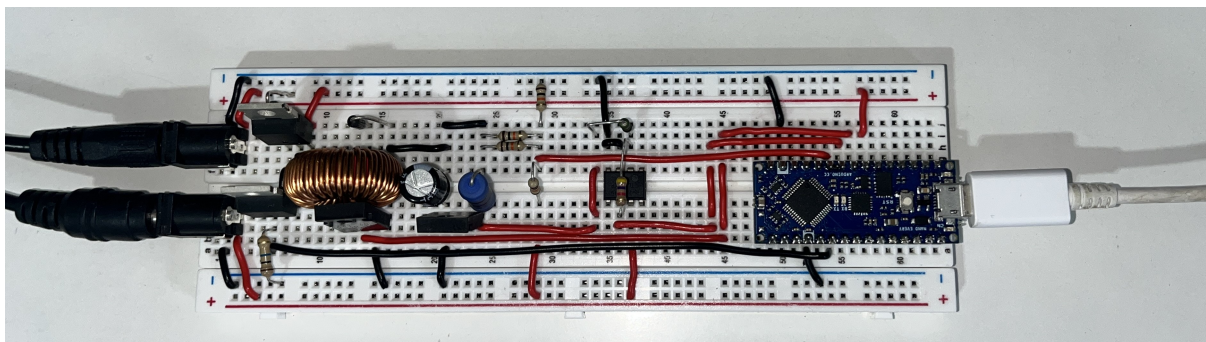
Com o projeto do controlador e do conversor concluído, os componentes listados na Tabela 2 foram montados na *proto-board*, resultando no arranjo experimental ilustrado pela Figura 13. O experimento foi conduzido em duas etapas. Na primeira, variou-se manualmente a tensão E da fonte utilizando um potenciômetro *trimpot* (do inglês *Trimmer Potentiometer*), ajustando cuidadosamente os valores de entrada. Na segunda etapa, realizou-se a variação manual da carga resistiva R , analisando a resposta do sistema às mudanças. Durante a simulação descrita na Seção 4.2.2, foi aplicada uma variação de carga tanto positiva quanto negativa. No entanto, para garantir maior segurança no experimento físico e evitar picos de corrente no indutor, a carga R foi submetida apenas a uma variação positiva. Essa abordagem visa preservar a integridade dos componentes e assegurar medições mais estáveis. Os resultados experimentais demonstram o desempenho do conversor sob as seguintes condições: $V_C^* = 10,165 \text{ V}$, pois $V_R^* = 10 \text{ V}$, $E = 5 \text{ V}$, $\Delta E = -0,5 \text{ V}$ e $\Delta R = 20 \Omega$.

Tabela 2: Lista de materiais utilizados no experimento.

COMPONENTE	VALOR NOMINAL
Indutor (L)	150 μH / 5,4 A (máx.)
Capacitor (C)	220 μF / 35 V (máx.)
Carga (R)	20 $\Omega \pm 5\%$ / 5 W
Carga (ΔR)	20 $\Omega \pm 5\%$ / 5 W
Diodo Schottky (SB140)	-
Transistor (IRF9540N)	-
Transistor (IRFZ4N)	-
Fonte (E)	variável
Fonte (V_{cc})	24 V
Resistor (R_P)	1 $\text{k}\Omega \pm 5\%$ / 1 W
Resistor (R_{pd})	1 $\text{M}\Omega \pm 5\%$ / 1/2 W
Resistor (R_{s1})	1 $\text{k}\Omega \pm 5\%$ / 1 W
Resistor (R_{s2})	1 $\text{k}\Omega \pm 5\%$ / 1 W
Resistor (R_1)	5 $\text{M}\Omega$ ($2 \times 10 \text{ M}\Omega \pm 5\%$ /1/2 W)
Resistor (R_2)	10 $\text{M}\Omega \pm 5\%$ / 1/2 W
Resistor (R_3)	5,6 $\text{M}\Omega \pm 10\%$ / 1/2 W
Resistor (R_A)	10 $\text{M}\Omega \pm 5\%$ / 1/2 W
Resistor (R_B)	10 $\text{M}\Omega \pm 5\%$ / 1/2 W
ARDUINO [®] Nano Every	-

Fonte: Autoria própria.

Figura 13: Circuito Experimental montado em Protoboard

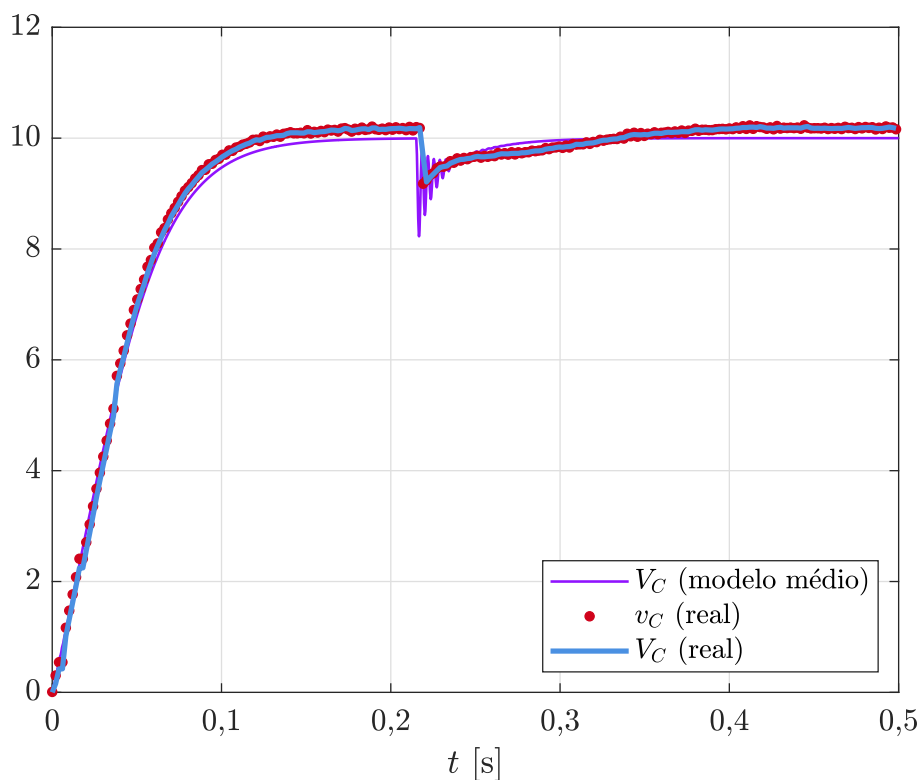


Fonte: Autoria própria.

5.1 VARIAÇÃO DA TENSÃO DE ENTRADA

Da Figura 14, os pontos vermelhos (v_C) são as amostras lidas pelo microcontrolador, a curva azul (V_C) representa o filtro f das amostras, e a curva roxa representa V_C do modelo médio (simulação). A tensão média V_C^* desejada deve ser um pouco maior que a tensão média desejada sobre a carga por causa do resistor *shunt* R_{s2} em série conforme a Equação (61). Quando a variação de tensão $\Delta E = -0,5\text{ V}$ é aplicada em $t \approx 0,2\text{ s}$ a tensão média V_C decai, porém não oscila, já que o amortecimento do circuito aumentou com a adição dos resistores *shunt*.

Figura 14: Tensão no Capacitor: valor médio, valor amostrado real e valor médio real (experimento $\Delta E = -0,5\text{ V}$).

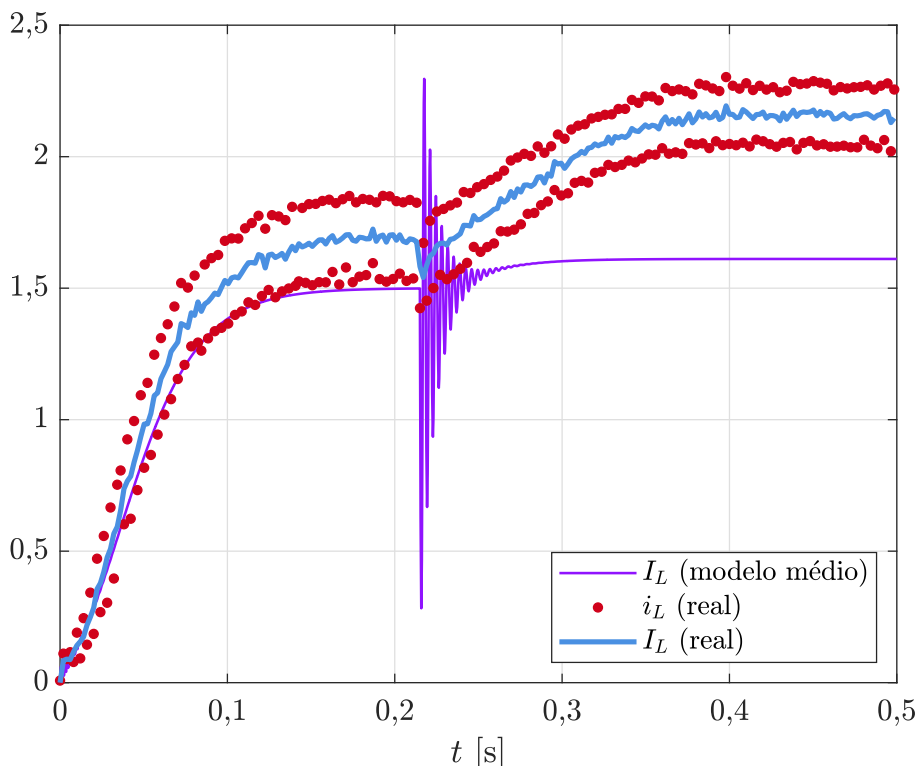


Fonte: Autoria própria.

O comportamento da corrente do indutor é mostrada na Figura 15 composta pelos

pontos vermelhos (i_L) que é a amostra lida pelo microcontrolador, e pela curva azul (I_L) que corresponde ao filtro f das amostras de i_L , e pela curva roxa que representa a corrente média do modelo médio simulado. Ao aplicar variação de tensão $\Delta E = -0,5\text{ V}$ em $t \approx 0,2\text{ s}$ a corrente média I_L aumenta, e assim como a tensão média V_C , não oscila. A diferença entre a corrente média experimental e simulada é de aproximadamente $0,25\text{ A}$ e $0,65\text{ A}$ antes e depois da variação de tensão ΔE .

Figura 15: Corrente no Indutor: valor médio, valor amostrado real e valor médio real (experimento $\Delta E = -0,5\text{ V}$).



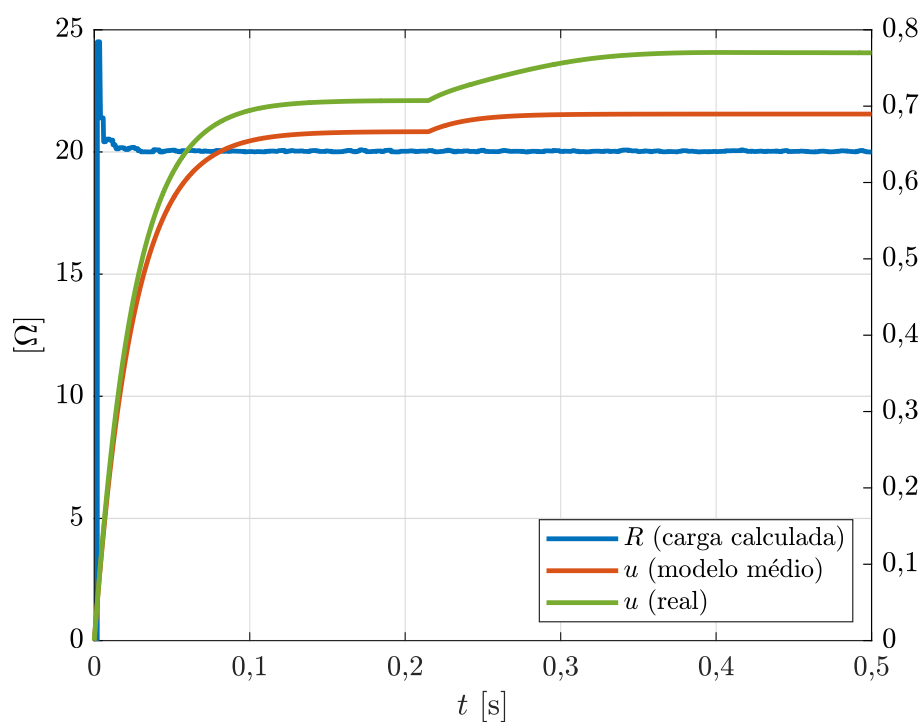
Fonte: Autoria própria.

O sinal de controle u no experimento é representado pela curva verde da Figura 16, enquanto que a predição/cálculo da carga corresponde à curva em azul. A diferença entre o sinal de controle do experimento e do modelo médio é de aproximadamente $0,05$ e $0,1$ antes e depois da variação ΔE ser aplicada. Quanto ao cálculo da carga, nota-se que nos primeiros instantes a predição chega a um pico de aproximadamente $25\ \Omega$, e depois estabiliza em torno de $20\ \Omega$, mesmo depois da aplicação de ΔE .

5.2 VARIAÇÃO DE CARGA

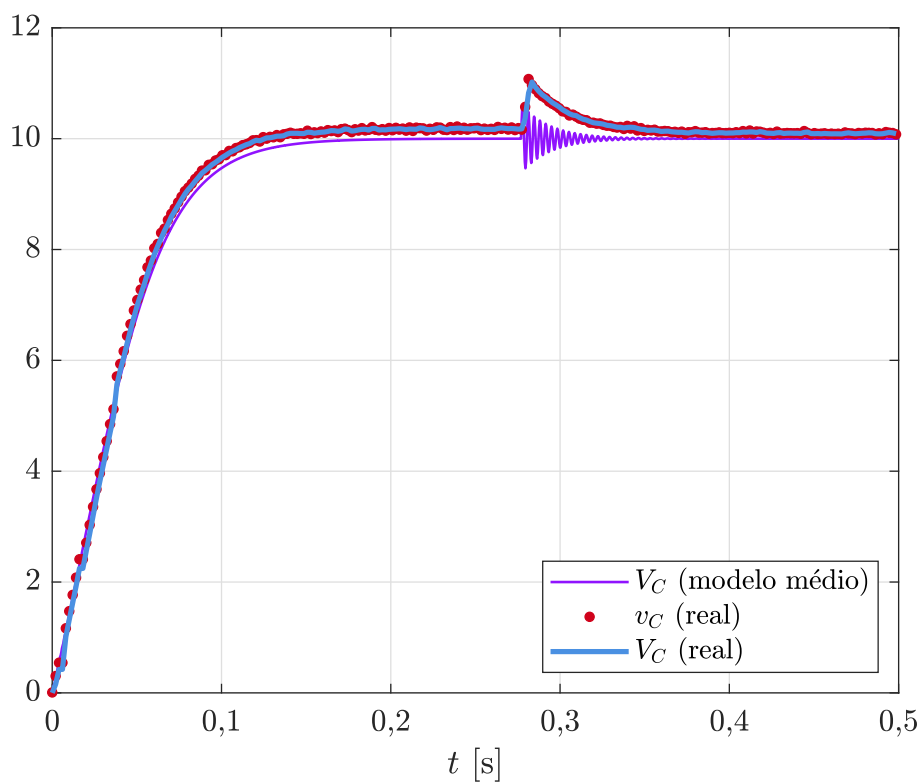
Da Figura 17, os pontos vermelhos (v_C) são as amostras lidas pelo microcontrolador, a curva azul (V_C) representa o filtro f das amostras, e a curva roxa representa V_C do modelo médio (simulação). Como antes, a tensão média V_C^* desejada deve ser um pouco maior que a tensão média desejada. Quando a variação de carga $\Delta R = 20\ \Omega$ é aplicada em $t \approx 0,27\text{ s}$ a tensão média V_C tem um pico e não oscila, já que o amortecimento do circuito aumentou com a adição dos resistores *shunt* e com o aumento da carga.

Figura 16: Sinal de Controle e valor da carga R calculado pelo controlador (experimento $\Delta E = -0,5\text{ V}$).



Fonte: Autoria própria.

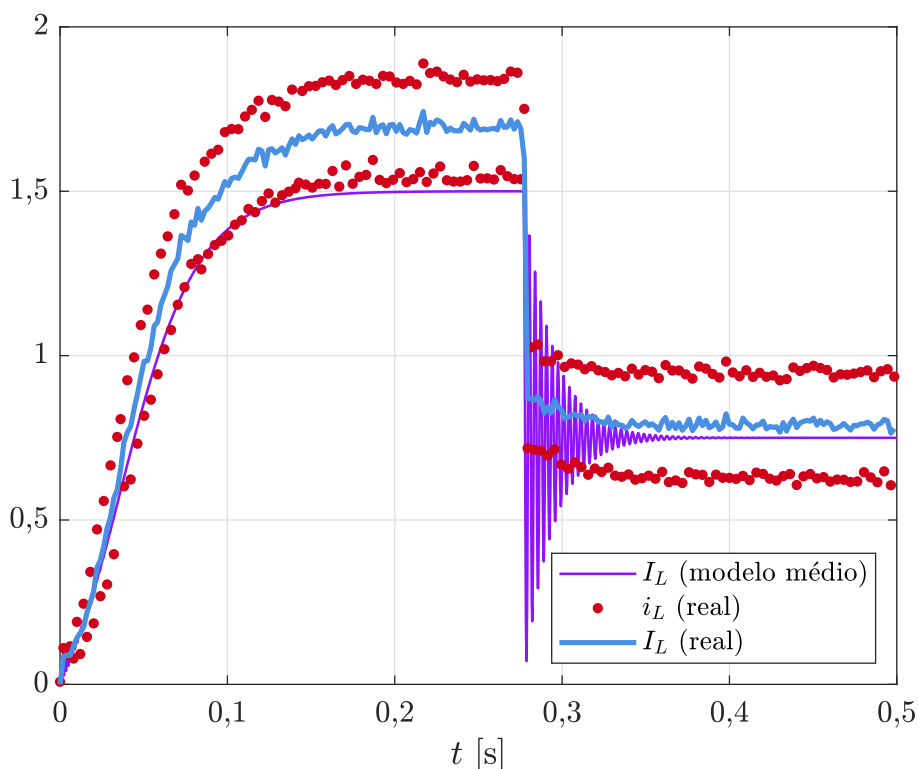
Figura 17: Tensão no Capacitor: valor médio, valor amostrado real e valor médio real (experimento $\Delta R = 20\ \Omega$).



Fonte: Autoria própria.

A Figura 15 mostra comportamento da corrente do indutor onde os pontos vermelhos (i_L) que é a amostra lida pelo microcontrolador, e pela curva azul (I_L) que corresponde ao filtro f das amostras de i_L , e pela curva roxa que representa a corrente média do modelo médio simulado. Ao aplicar variação de carga $\Delta E = -0,5\text{ V}$ em $t \approx 0,2\text{ s}$ a corrente média I_L diminui, e não oscila. A diferença entre a corrente média experimental e simulada é de aproximadamente $0,25\text{ A}$ e $0,65\text{ A}$ antes e depois da variação de carga ΔR .

Figura 18: Corrente no Indutor: valor médio, valor amostrado real e valor médio real (experimento $\Delta R = 20\ \Omega$).



Fonte: Autoria própria.

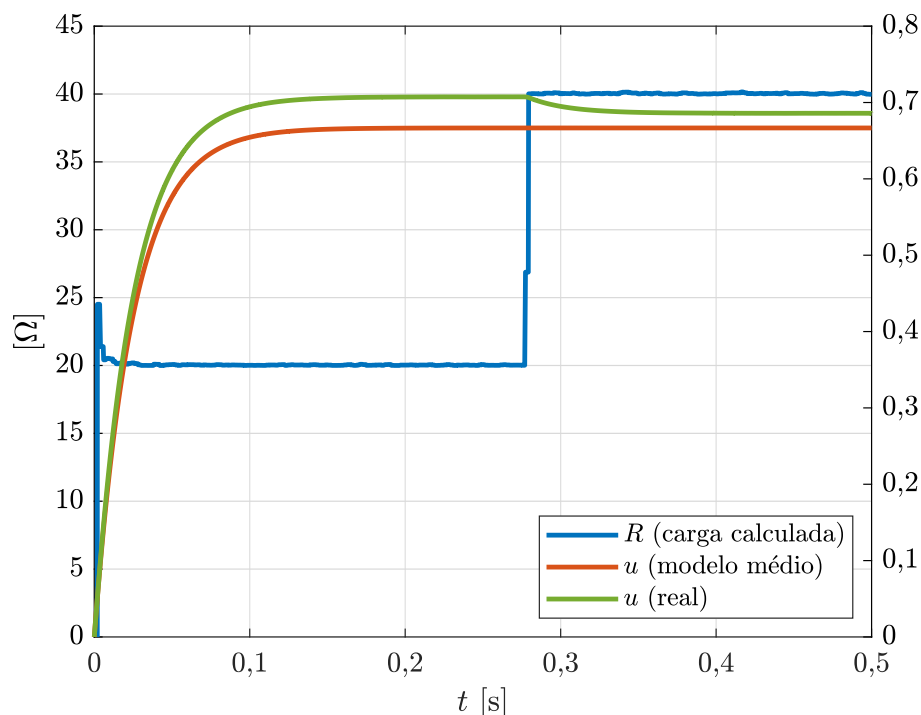
O sinal de controle u no experimento é representado pela curva verde da Figura 16, enquanto que a predição/cálculo da carga corresponde à curva em azul. A diferença entre o sinal de controle do experimento e do modelo médio é de aproximadamente $0,2$ e $0,5$ antes e depois da variação ΔR ser aplicada. Quanto ao cálculo da carga, nota-se que nos primeiros instantes a predição chega a um pico de aproximadamente $25\ \Omega$, e depois estabiliza em torno de $20\ \Omega$, e quando a variação de carga é aplicada, a predição da mesma converge para $40\ \Omega$ instantaneamente.

5.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS

A ondulação da corrente do indutor e da tensão do capacitor podem ser visualizadas através dos pontos vermelhos das figuras 14, 15, 17 e 18. Os valores de ondulação são $\Delta I_L \approx 400\text{ mA}$ que está de acordo com a Equação 7, e $\Delta V_C = 100\text{ mV}$ que diverge do valor calculado na Equação 10 que previa 500 mV de ondulação.

De acordo com as equações (7) e (10), da análise estática, as ondulações .

Figura 19: Sinal de Controle e valor da carga R calculado pelo controlador (experimento $\Delta R = 20 \Omega$).



Fonte: Autoria própria.

Nota-se que, pelos experimentos, os critérios de desempenho deste trabalho citados na Seção 2.3 foram atendidos, entretanto o comportamento experimental ficou diferente do previsto pelo modelo médio simulado. Há algumas hipóteses que podem ter causado esta diferença, dentre elas estão a inserção dos resistores *shunt*, mesmo que as suas resistências sejam muito menores que a da carga (ordem de aproximadamente $R/R_{s1} \approx 61$ vezes), as tolerâncias nos valores nominais dos componentes, a resistência do FET IRF9540N que foi desprezada em todos os cálculos, os ruídos e correntes parasitas provenientes da *proto-board*. Se analisarmos a *sensibilidade* de V_C pela Equação (6), vemos que, para pequenas variações de u , V_C deve variar drasticamente. Em outras palavras, V_C pode assumir qualquer valor entre $[0, \infty)$ para $u \in [0, 1]$.

6 CONCLUSÃO

O trabalho desenvolvido teve como objetivo estudar a implementação do controle baseado em Passividade de Krasovskii de um conversor Buck-Boost. O critério do controle é manter tensão de saída constante independente da variação do tipo saltos de carga e de tensão de entrada, além de manter o sobressinal da tensão dentro da tolerância do capacitor. Além disso, o controle depende do modelo médio no espaço de estados do conversor.

Apresentou-se o modelo médio dinâmico do conversor Buck-Boost, que é um sistema bilinear, e compararam-se os resultados com o seu comportamento estático em regime permanente. Com isso, introduziram-se A Estabilidade segundo Lyapunov e o Princípio da Invariância de LaSalle para correlacionar com os conceitos de passividade, e por fim, calculou-se a lei de controle.

Ao aplicar o método de Krasovskii para encontrar uma função de Lyapunov, contornou-se o problema de Obstáculo de Dissipação, apresentado por (ORTEGA et al., 2001), o que origina o conceito denominado de Passividade de Krasovskii visto na Seção 3.4. Foi possível ver que as propriedades de Passividade e de Estabilidade, apresentadas nas seções 3.1 3.2, estão relacionadas. Ao garantir que o sistema seja passivo pelo método de Krasovskii, garantiu-se também a estabilidade assintótica do mesmo. Basicamente, o Obstáculo de Dissipação significa que a função $V(x)$ tem um ponto de equilíbrio na origem $x = x^*$ assintoticamente estável ($V(x^*) > 0$), contudo, a energia extraída do sistema é não limitada. Neste trabalho, utilizou-se o método método de Krasovskii, introduzido em (KOSARAJU; KAWANO; SCHERPEN, 2019), para encontrar uma candidata à função $V(x)$ com ponto de equilíbrio $x = x^*$ assintoticamente estável ($V(x^*) = 0$), e assim atendeu-se a condição *estritamente passivo* (Seção 3.1).

Com a finalidade de entender o desempenho do controlador, foram simulados, através do MATLAB[®] e do SIMULINK[®], três cenários. No primeiro cenário foi aplicado uma perturbação do tipo salto na entrada, e depois uma variação de carga, também do tipo salto. Verificou-se que o controlador manteve a tensão desejada constante em regime permanente. No segundo cenário, fixou-se o ganho k_d e variou-se o ganho k_i , e constatou-se que, com o aumento de k_i , o tempo de acomodação diminui. No terceiro cenário, fixou-se o ganho k_i e variou-se o ganho k_d , e constatou-se que o comportamento da tensão média do capacitor não variava no período transitório.

Ao escolher o microcontrolador que implementaria a lei de controle, foi necessário fazer alguns ajustes. Um deles foi encontrar uma frequência de amostragem, de leitura dos sinais, que estivesse dentro das capacidades do microcontrolador. O outro ajuste foi o condicionamento dos sinais: leituras da corrente do indutor e da tensão do capacitor, predição da carga, e atenuação dos mesmos para os limites do microcontrolador. Isso tudo levou à adição de resistores *shunt*, e ocasionou na mudança da dinâmica do conversor prevista nos capítulos anteriores. Com isso, apenas o valor do sinal de controle u^* em regime permanente foi recalculado, pois, recalculá-lo com base no novo

modelo, possivelmente resultaria em uma lei com muito mais termos, podendo tornar a implementação inviável ou muito complicada.

O experimento foi realizado em uma *proto-board* em duas etapas: primeiro variou-se a tensão de entrada, e depois aumentou-se a carga. A variação da tensão de entrada foi tal que evitasse uma corrente alta no indutor, e a variação de carga foi positiva para evitar picos de corrente também. Através da comunicação serial entre computador e o microcontrolador, obtiveram-se os vetores de dados da tensão média do capacitor, corrente média do indutor, e estes dados foram comparados com os dados de simulação. Notou-se que a tensão média do capacitor teve um comportamento similar ao da simulação, porém sem oscilações sob as variações, o que faz sentido, já que o circuito experimental conta com mais resistores e isso acaba aumentando o amortecimento. Por outro lado, há uma diferença aparente entre a corrente média experimental e a corrente média simulada do indutor em regime permanente, e ainda a corrente experimental não oscila como a corrente simulada por conta do amortecimento causado pela adição dos resistores. Houve também uma diferença entre o sinal de controle experimental e simulado, todavia, a predição/medição do valor da carga manteve-se praticamente igual ao seu valor nominal, havendo apenas um desvio nos momentos iniciais do período transitório.

Sabe-se que podem haver diferenças entre os dados experimentais e os dados simulados. Uma variável que não foi levada em conta na simulação, e que pode ter influenciado no resultados experimentais, é a resistência de *Drain-Source* do FET IRF9540N. Essa resistência está em série com a fonte de tensão da entrada quando o IRF9540N está conduzindo. Os valores nominais das resistências, da capacitância, da indutância, e da tensão de entrada foram usados na simulação, e a resistência elétrica do indutor e do capacitor foram desprezadas. A *sensibilidade* do sinal de controle u também pode ter influenciado o resultado experimental, pois a razão entre a tensão de saída e a tensão de entrada começa a aumentar drasticamente quando u se aproxima do valor 1.

Não foram feitas comparações entre este o controle baseado em Passividade de Krasovskii e, por exemplo, o controle PID sintonizado através do lugar das raízes. Tampouco foi seguida uma norma de segurança, relacionada a equipamentos eletrônicos, que pudesse ser atendida com o desempenho do controle baseado em passividade de Krasovskii. O trabalho seguiu apenas três critérios de desempenho dos mencionados em (KAZIMIERCZUK, 2015): 1) erro nulo em regime permanente para seguimento de referências e rejeição de distúrbios do tipo degrau; 2) robustez, garantindo confiabilidade diante de variações do ponto de operação; 3) máximo sobressinal limitado pela especificação máxima do capacitor de saída. Todos os critérios foram atendidos conforme mostrado no Capítulo 4.

Em relação a trabalhos futuros relacionados a este tema, pode-se fazer algumas sugestões. A primeira sugestão é utilizar um controlador destinado à eletrônica de potência, como por exemplo, o DSC TMS320F28335 DELFINO™ utilizado em (GOMES, 2018), para evitar a inserção de resistores *shunt* que alteram a dinâmica do circuito. Se a primeira sugestão não for válida, podemos estendê-la com o controle baseado em passividade de Krasovskii com o modelo não ideal do conversor, levando em conta as resistências do FET, indutor e capacitor e resistores *shunt*. Obviamente, o projetista deve levar em conta o custo de operação *versus* o desempenho do conversor. A terceira sugestão é a correção automática do sinal de controle u^* em regime permanente. Viu-se que o cálculo de u^* depende dos valores nominais da carga e dos resistores *shunt*, além dos valores desejados V_C^* e V_R^* . Se por algum motivo houver uma diferença considerável entre os valores nominais e reais dos componentes, o cálculo de u^* pode ficar defasado e acabar prejudicando o desempenho do conversor.

REFERÊNCIAS

- ARDUINO. *Arduino Nano Every*. [S.l.: s.n.]. Disponível em: <<https://docs.arduino.cc/hardware/nano-every/#tech-specs>>. Acesso em: 16 nov. 2024, 02:10.
- ARDUINO. *megaAVR PWM*. [S.l.: s.n.]. Disponível em: <https://docs.arduino.cc/libraries/megaavr_pwm>. Acesso em: 28 nov. 2024, 15:17.
- BAZANELLA, A.; SILVA JR, J. G. DA. *Sistemas de Controle: Princípios e Métodos de Projeto*. [S.l.]: Editora da UFRGS, 2005.
- BRUNI, C.; DIPILLO, G.; KOCH, G. Bilinear systems: An appealing class of nearly linear systems in theory and applications. *IEEE Transactions on Automatic Control*, v. 19, n. 4, p. 334–348, 1974. DOI: 10.1109/TAC.1974.1100617.
- CUCUZZELLA, M. et al. Robust Passivity-Based Control of Boost Converters in DC Microgrids. In: 2019 IEEE 58th Conference on Decision and Control (CDC). [S.l.: s.n.], 2019. P. 8435–8440. DOI: 10.1109/CDC40024.2019.9029657.
- DINNIYAH, F. S.; WAHAB, W.; ALIF, M. Simulation of Buck-Boost Converter for Solar Panels using PID Controller. *Energy Procedia*, v. 115, p. 102–113, 2017. International Conference – Alternative and Renewable Energy Quest, AREQ 2017, 1-3 February 2017, Spain. ISSN 1876-6102. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.egypro.2017.05.011>. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1876610217322105>>.
- DIXON, J. W.; ORTUZAR, M.; WIECHMANN, E. *Regenerative braking for an electric vehicle using ultracapacitors and a buck-boost converter*. [S.l.: s.n.], 2000.
- FAIRCHILD. *SB120-SB1100*. [S.l.: s.n.]. Disponível em: <<https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/sb180-d.pdf.pdf>>. Acesso em: 28 nov. 2024, 14:54.
- GOMES, R. B. *Aplicação de Métodos de Controle Baseado em Dados em Conversores CC-CC Boost*. 2018. Trabalho de Conclusão de Curso em Engenharia de Controle e Automação – Universidade Federal do Rio Grande do Sul.
- GUO, L.; HUNG, J.; NELMS, R. Digital controller design for buck and boost converters using root locus techniques. In: IECON'03. 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IEEE Cat. No.03CH37468). [S.l.: s.n.], 2003. v. 2, 1864–1869 vol.2. DOI: 10.1109/IECON.2003.1280344.
- INFINEON. *IRFZ44NPbF - HEXFET Power MOSFET*. [S.l.: s.n.], 2010. Disponível em: <https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IRFZ44N-DataSheet-v01_01-EN.pdf?fileId=5546d462533600a40153563b3a9f220d>. Acesso em: 25 nov. 2024, 00:41.

- KAWANO, Y.; KOSARAJU, K. C.; SCHERPEN, J. M. A. Krasovskii and Shifted Passivity-Based Control. *IEEE Transactions on Automatic Control*, v. 66, n. 10, p. 4926–4932, 2021. DOI: 10.1109/TAC.2020.3040252.
- KAZIMIERCZUK, M. K. *Pulse-width modulated DC-DC power converters*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2015.
- KHALIL, H. *Nonlinear Systems*. [S.l.]: Prentice Hall, 2002. ISBN 9780130673893. Disponível em: <https://books.google.com.br/books?id=t_d1QgAACAAJ>.
- KOSARAJU, K. C.; KAWANO, Y.; SCHERPEN, J. M. Krasovskiis Passivity. *IFAC-PapersOnLine*, v. 52, n. 16, p. 466–471, 2019. 11th IFAC Symposium on Nonlinear Control Systems NOLCOS 2019. ISSN 2405-8963. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.ifacol.2019.12.005>. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2405896319318312>>.
- KOSARAJU, K. C.; CUCUZZELLA, M. et al. Differentiation and Passivity for Control of Brayton–Moser Systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, v. 66, n. 3, p. 1087–1101, 2021. DOI: 10.1109/TAC.2020.2994317.
- LEE, C. Fuzzy logic in control systems: fuzzy logic controller. I. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, v. 20, n. 2, p. 404–418, 1990. DOI: 10.1109/21.52551.
- MAHDAVI, J.; EMADI, A.; TOLİYAT, H. Application of state space averaging method to sliding mode control of PWM DC/DC converters. In: IAS '97. Conference Record of the 1997 IEEE Industry Applications Conference Thirty-Second IAS Annual Meeting. [S.l.: s.n.], 1997. v. 2, 820–827 vol.2. DOI: 10.1109/IAS.1997.628957.
- MATTAVELLI, P. et al. General-purpose fuzzy controller for DC-DC converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 12, n. 1, p. 79–86, 1997. DOI: 10.1109/63.554172.
- MUHAMMAD, H. R. *Eletronica de Potencia: Dispositivos, circuitos e aplicações. 4ª edição*. [S.l.]: Pearson, 2014.
- NAMAZI, M. M. et al. Passivity-Based Control of Switched Reluctance-Based Wind System Supplying Constant Power Load. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 65, n. 12, p. 9550–9560, 2018. DOI: 10.1109/TIE.2018.2816008.
- ORTEGA, R. et al. Putting energy back in control. *IEEE Control Systems Magazine*, v. 21, n. 2, p. 18–33, 2001. DOI: 10.1109/37.915398.
- REMES, C. L. *Aplicação de Metodologias de Controle Baseado em Dados em Conversores CC-CC*. 2021. Trabalho de Conclusão de Curso em Engenharia de Controle e Automação – Universidade Federal do Rio Grande do Sul.
- ROBERT W. ERICKSON, D. M. *Fundamentals of Power Eletronics, 2nd Ed.* [S.l.]: Springer, 2004.
- SEDRA, A. et al. *Microeletrônica*. [S.l.]: Pearson Prentice Hall, 2007. ISBN 9788576050223.
- SILVA, J. F.; PINTO, S. F. 36 - Advanced Control of Switching Power Converters. In: RASHID, M. H. (Ed.). *Power Electronics Handbook (Third Edition)*. Third Edition. Boston: Butterworth-Heinemann, 2011. P. 1037–1113. ISBN 978-0-12-382036-5. DOI: <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-382036-5.00036-7>. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9780123820365000367>>.

- TAN, S.-C.; LAI, Y. M.; TSE, C. K. General Design Issues of Sliding-Mode Controllers in DC–DC Converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 3, p. 1160–1174, 2008. DOI: 10.1109/TIE.2007.909058.
- UTKIN, V.; GULDNER, J.; SHI, J. *Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems*. [S.l.]: CRC Press, 2017. (Automation and Control Engineering). ISBN 9781420065619. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=8IrLBQAAQBAJ>>.
- VISHAY. *IRF9540 - Power MOSFET*. [S.l.: s.n.], 2021. Disponível em: <<https://www.vishay.com/docs/91078/91078.pdf>>. Acesso em: 25 nov. 2024, 00:41.
- ZADEH, L. A. Outline of a New Approach to the Analysis of Complex Systems and Decision Processes. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, SMC-3, n. 1, p. 28–44, 1973. DOI: 10.1109/TSMC.1973.5408575.

Apêndices

Apêndice A - EQUAÇÕES

A.1 MODELO DO CONVERSOR COM RESISTORES SHUNT

Considere o Conversor Buck-Boost com resistências *shunt* R_{s1} e R_{s2} da Figura 20. O modelo no espaço de estados quando a chave está fechada é

$$L\dot{I}_L = E - R_{s1}I_L \quad (66)$$

$$C\dot{V}_C = -\frac{1}{R + R_{s2}}V_C, \quad (67)$$

e quando a chave está aberta

$$L\dot{I}_L = -\left(R_{s1} + R_{s2}\frac{R}{R + R_{s2}}\right)I_L - \frac{R}{R + R_{s2}}V_C \quad (68)$$

$$C\dot{V}_C = \frac{R}{R + R_{s2}}I_L - \frac{1}{R + R_{s2}}V_C \quad (69)$$

Considerando $R \gg R_{s1}, R_{s2}$ têm-se

$$-L\dot{I}_L = \left[R_{s1} + R_{s2}\frac{R}{R + R_{s2}}(1 - u)\right]I_L + V_C(1 - u) - Eu \quad (70)$$

$$C\dot{V}_C = \frac{R}{R + R_{s2}}I_L(1 - u) - \frac{1}{R + R_{s2}}V_C \quad (71)$$

e em regime permanente $\dot{I}_L = 0$ e $\dot{V}_C = 0$, então

$$I_L = \frac{1}{R(1 - u)}V_C,$$

$$\left[R_{s1} + \frac{R_{s2}R}{R + R_{s2}}(1 - u)\right]\frac{V_C}{R(1 - u)} + V_C(1 - u) - Eu = 0,$$

$$\left[R_{s1} + \frac{R_{s2}R}{R + R_{s2}}(1 - u)\right]V_C + RV_C(1 - u)^2 - REu(1 - u) = 0,$$

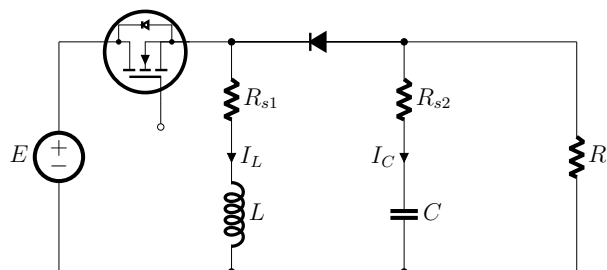
e assim a equação

$$(V_C + E)u^2 - \left[\left(\frac{R_{s2}}{R + R_{s2}} + 2\right)V_C + E\right]u + \left[\left(\frac{R_{s1}}{R} + \frac{R_{s2}}{R_{s2} + R} + 1\right)V_C\right] = 0 \quad (72)$$

pode ser resolvida com

$$u^* = \frac{(2V_C^* + E) \pm \sqrt{E^2 - 4\frac{R_{s1}}{R + R_{s2}}(V_C^{*2} + V_C^*E)}}{2(V_C^* + E)} \quad (73)$$

Figura 20: *Conversor Buck-Boost com resistores shunt.*



Fonte: Autoria própria.

Apêndice B - CÓDIGOS DA MALHA DE CONTROLE

B.1 CÓDIGO - PARTE 1

Listagem 3: Inicialização de variáveis do código do Controlador Baseado em Passividade de Krasovskii.

```
#include "megaAVR_PWM.h"           // biblioteca megaAVR_PWM
megaAVR_PWM* PWM_Instance;        // INSTANCIA PWM
float f      = 50;                 // [kHz] - frequencia de chaveamento
float T      = 1/f;                // [ms] - periodo de chaveamento
int k        = 2;                  // [ ] - termo de ajuste
float Ts     = ((2*k+1)/2)*T;      // [ms] - periodo de amostragem
float kd     = 40*pow(10,6);       // [W/s] - ganho kd
float ki     = 1*pow(10,6);       // [W] - ganho ki
float Rs1    = 0.33;               // [Ohm] - resistor shunt 1
float Rs2    = 0.33;               // [Ohm] - resistor shunt 2
float VR_rp  = 10;                 // [V] - tensao da carga em regime permanente
// INICIALIZACAO DAS VARIAVEIS
float VC_rp  = 0;                  // [V] - tensao do capacitor em regime permanente
float VC     = 0;                  // [V] - tensao do capacitor
float VC_1   = 0;                  // [V] - tensao anterior do capacitor
float dVC    = 0;                  // [V/s] - derivada da tensao
float IL     = 0;                  // [A] - corrente do indutor
float dIL    = 0;                  // [A/s] - derivada da corrente
float IL_1   = 0;                  // [A] - corrente anterior do indutor
float Vo     = 0;                  // [V] - tensao inicial Vo
float Vs1    = 0;                  // [V] - tensao do resistor shunt 1
float Vs2    = 0;                  // [V] - tensao do resistor shunt 2
float R      = 0;                  // [Ohm] - Resistencia da carga
float u      = 0;                  // [ ] - razao ciclica inicial
float u_rp   = 0;                  // [ ] - razao ciclica em regime permanente
float du     = 0;                  // [1/s] - derivada da razao ciclica
float E      = 0;                  // [V] - valor inicial da tensao E
float t_1    = 0;                  // [s] - valor inicial tempo anterior
void setup(){
  // INICIALIZACAO DA COMUNICACAO SERIAL
  Serial.begin(115200);
  // CONFIGURACAO DE ENTRADAS/SAIDAS
  pinMode(A3, INPUT);              // entrada da leitura da tensao E no Pino Analogico A3
  pinMode(A4, INPUT);              // entrada da leitura da tensao vs1 no Pino Analogico A4
  pinMode(A5, INPUT);              // entrada da leitura da tensao vs2 no Pino Analogico A5
  pinMode(A6, INPUT);              // entrada da leitura da tensao vo no Pino Analogico A6
  pinMode(3, OUTPUT);              // saida do sinal PWM no Pino Digital 3
  // INICIALIZACAO DA INSTANCIA PWM
  PWM_Instance = new megaAVR_PWM(3, 1000, 0);
}
// funcao para calcular a media das 2 ultimas amostras
float media(uint8_t porta, unsigned long T_amostragem){
  static unsigned long T_1 = 0;
  if(millis() - T_1 > T_amostragem){
    float saida = (5/1023)*analogRead(porta);
    T_1 = millis();
    return saida;
  }
}
```

Fonte: Autoria própria.

B.2 CÓDIGO - PARTE 2

Listagem 4: Código de cálculos do Controlador Baseado em Passividade de Krasovskii.

```

void loop(){
  E = (5/1023)*analogRead(A3); // Leitura da tensao E no pino analogico A3
  Vo = media(A6, Ts); // Leitura da media Vo no pino analogico A6
  VC = -(12/5)*Vo + 12; // Calculo de VC
  dVC = (VC - VC_1)/Ts; // Calculo de dVC
  VC_1 = VC; // Armazenamento do ultimo valor de VC
  Vs1 = media(A4, Ts); // Leitura da media Vs1 no pino analogico A4
  IL = (1/Rs1)*Vs1; // Calculo de IL
  dIL = (IL - IL_1)/Ts; // Calculo de dIL
  IL_1 = IL; // Armazenamento do ultimo valor de VC
  Vs2 = media(A5, Ts); // Leitura da media Vs2 no pino analogico A5
  R = Rs2*(VC - Vs2)/Vs2; // Calculo da carga
  VC_rp = (R/(R+Rs2))*VR_rp; // Calculo da tensao VC em regime permanente
  // Calculo da razao cicilica em regime permanente
  u_rp = ((2*VC_rp+E)-sqrt(pow(E,2)-4*(Rs1/(R+Rs2))*(pow(VC_rp,2)+VC_rp*E)))/(2*(VC_rp+E));
  // Calculo da razao ciclica
  du = -(1/kd)*(dIL*VC - IL*dVC + E*dIL + ki*(u - u_rp));
  u = Ts*du + u;
  // Configuracao do PWM na saida digital 3: setPWM(pino, frequencia, razao ciclica)
  PWM_Instance->setPWM(3, f*pow(10,3), u);
  // Plotter Serial p/ aquisicao de dados
  if(millis() - t_1 > Ts){
    Serial.print(VC);
    Serial.print("\n");
    Serial.print(IL);
    Serial.print("\n");
    Serial.print(u);
    Serial.print("\n");
    Serial.print(R);
    Serial.print("\n");
    t_1 = millis();
  }
}

```

Fonte: Autoria própria.