



As Engenharias frente a Sociedade, a Economia e o Meio Ambiente 3

Henrique Ajuz Holzmann
(Organizador)

Henrique Ajuz Holzmann
(Organizador)

As Engenharias frente a Sociedade, a
Economia e o Meio Ambiente 3

Atena Editora
2019

2019 by Atena Editora
Copyright © Atena Editora
Copyright do Texto © 2019 Os Autores
Copyright da Edição © 2019 Atena Editora
Editora Executiva: Profª Drª Antonella Carvalho de Oliveira
Diagramação: Natália Sandrini
Edição de Arte: Lorena Prestes
Revisão: Os Autores

O conteúdo dos artigos e seus dados em sua forma, correção e confiabilidade são de responsabilidade exclusiva dos autores. Permitido o download da obra e o compartilhamento desde que sejam atribuídos créditos aos autores, mas sem a possibilidade de alterá-la de nenhuma forma ou utilizá-la para fins comerciais.

Conselho Editorial

Ciências Humanas e Sociais Aplicadas

Prof. Dr. Álvaro Augusto de Borba Barreto – Universidade Federal de Pelotas
Prof. Dr. Antonio Carlos Frasson – Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Prof. Dr. Antonio Isidro-Filho – Universidade de Brasília
Prof. Dr. Constantino Ribeiro de Oliveira Junior – Universidade Estadual de Ponta Grossa
Profª Drª Cristina Gaio – Universidade de Lisboa
Prof. Dr. Deyvison de Lima Oliveira – Universidade Federal de Rondônia
Prof. Dr. Gilmei Fleck – Universidade Estadual do Oeste do Paraná
Profª Drª Ivone Goulart Lopes – Istituto Internazionele delle Figlie de Maria Ausiliatrice
Prof. Dr. Julio Candido de Meirelles Junior – Universidade Federal Fluminense
Profª Drª Lina Maria Gonçalves – Universidade Federal do Tocantins
Profª Drª Natiéli Piovesan – Instituto Federal do Rio Grande do Norte
Profª Drª Paola Andressa Scortegagna – Universidade Estadual de Ponta Grossa
Prof. Dr. Urandi João Rodrigues Junior – Universidade Federal do Oeste do Pará
Profª Drª Vanessa Bordin Viera – Universidade Federal de Campina Grande
Prof. Dr. Willian Douglas Guilherme – Universidade Federal do Tocantins

Ciências Agrárias e Multidisciplinar

Prof. Dr. Alan Mario Zuffo – Universidade Federal de Mato Grosso do Sul
Prof. Dr. Alexandre Igor Azevedo Pereira – Instituto Federal Goiano
Profª Drª Daiane Garabeli Trojan – Universidade Norte do Paraná
Prof. Dr. Darllan Collins da Cunha e Silva – Universidade Estadual Paulista
Prof. Dr. Fábio Steiner – Universidade Estadual de Mato Grosso do Sul
Profª Drª Girlene Santos de Souza – Universidade Federal do Recôncavo da Bahia
Prof. Dr. Jorge González Aguilera – Universidade Federal de Mato Grosso do Sul
Prof. Dr. Ronilson Freitas de Souza – Universidade do Estado do Pará
Prof. Dr. Valdemar Antonio Paffaro Junior – Universidade Federal de Alfenas

Ciências Biológicas e da Saúde

Prof. Dr. Benedito Rodrigues da Silva Neto – Universidade Federal de Goiás
Prof.ª Dr.ª Elane Schwinden Prudêncio – Universidade Federal de Santa Catarina
Prof. Dr. Gianfábio Pimentel Franco – Universidade Federal de Santa Maria
Prof. Dr. José Max Barbosa de Oliveira Junior – Universidade Federal do Oeste do Pará

Profª Drª Natiéli Piovesan – Instituto Federal do Rio Grande do Norte
Profª Drª Raissa Rachel Salustriano da Silva Matos – Universidade Federal do Maranhão
Profª Drª Vanessa Lima Gonçalves – Universidade Estadual de Ponta Grossa
Profª Drª Vanessa Bordin Viera – Universidade Federal de Campina Grande

Ciências Exatas e da Terra e Engenharias

Prof. Dr. Adélio Alcino Sampaio Castro Machado – Universidade do Porto
Prof. Dr. Eloi Rufato Junior – Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Prof. Dr. Fabrício Menezes Ramos – Instituto Federal do Pará
Profª Drª Natiéli Piovesan – Instituto Federal do Rio Grande do Norte
Prof. Dr. Takeshy Tachizawa – Faculdade de Campo Limpo Paulista

Conselho Técnico Científico

Prof. Msc. Abrãao Carvalho Nogueira – Universidade Federal do Espírito Santo
Prof. Dr. Adaylson Wagner Sousa de Vasconcelos – Ordem dos Advogados do Brasil/Seccional Paraíba
Prof. Msc. André Flávio Gonçalves Silva – Universidade Federal do Maranhão
Prof.ª Drª Andreza Lopes – Instituto de Pesquisa e Desenvolvimento Acadêmico
Prof. Msc. Carlos Antônio dos Santos – Universidade Federal Rural do Rio de Janeiro
Prof. Msc. Daniel da Silva Miranda – Universidade Federal do Pará
Prof. Msc. Eliel Constantino da Silva – Universidade Estadual Paulista
Prof.ª Msc. Jaqueline Oliveira Rezende – Universidade Federal de Uberlândia
Prof. Msc. Leonardo Tullio – Universidade Estadual de Ponta Grossa
Prof.ª Msc. Renata Luciane Polsaque Young Blood – UniSecal
Prof. Dr. Welleson Feitosa Gazel – Universidade Paulista

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP) (eDOC BRASIL, Belo Horizonte/MG)	
E57	As engenharias frente a sociedade, a economia e o meio ambiente 3 [recurso eletrônico] / Organizador Henrique Ajuz Holzmann. – Ponta Grossa (PR): Atena Editora, 2019. – (As Engenharias Frente a Sociedade, a Economia e o Meio Ambiente; v. 3) Formato: PDF Requisitos de sistema: Adobe Acrobat Reader Modo de acesso: World Wide Web Inclui bibliografia ISBN 978-85-7247-432-0 DOI 10.22533/at.ed.320192506 1. Engenharia – Aspectos sociais. 2. Engenharia – Aspectos econômicos. 3. Desenvolvimento sustentável. I. Holzmann, Henrique Ajuz. II. Série. CDD 658.5
Elaborado por Maurício Amormino Júnior – CRB6/2422	

Atena Editora
Ponta Grossa – Paraná - Brasil
www.atenaeditora.com.br
contato@atenaeditora.com.br

APRESENTAÇÃO

As obras As Engenharias frente a Sociedade, a Economia e o Meio Ambiente Volume 1, 2, 3 e 4 abordam os mais diversos assuntos sobre métodos e ferramentas nas diversas áreas das engenharias a fim de melhorar a relação do homem com o meio ambiente e seus recursos.

O Volume 1 está disposto em 31 capítulos, com assuntos voltados a engenharia do meio ambiente, apresentando processos de recuperação e reaproveitamento de resíduos e uma melhor aplicação dos recursos disponíveis no ambiente, além do panorama sobre novos métodos de obtenção limpa da energia.

Já o Volume 2, está organizado em 32 capítulos e apresenta uma vertente ligada ao estudo dos solos e águas, com estudos de sua melhor utilização, visando uma menor degradação do ambiente; com aplicações voltadas a construção civil de baixo impacto.

O Volume 3 apresenta estudos de materiais para aplicação eficiente e econômica em projetos, bem como o desenvolvimento de projetos mecânico e eletroeletrônicos voltados a otimização industrial e a redução de impacto ambiental, sendo organizados na forma de 28 capítulos.

No último Volume, são apresentados capítulos com temas referentes a engenharia de alimentos, e a melhoria em processos e produtos.

Desta forma um compendio de temas e abordagens que facilitam as relações entre ensino-aprendizado são apresentados, a fim de se levantar dados e propostas para novas discussões em relação ao ensino nas engenharias, de maneira atual e com a aplicação das tecnologias hoje disponíveis.

Boa leitura

Henrique Ajuz Holzmann

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1	1
ANÁLISE DE PROPRIEDADES MECÂNICAS DE COMPÓSITOS CERÂMICOS DE ALUMINA-ZIRCÔNIA PARA APLICAÇÃO COMO FERRAMENTAS DE CORTE	
Miguel Adriano Inácio	
Maria do Carmo de Andrade Nono	
José Vitor Cândido de Souza	
Sergio Luiz Mineiro	
Daniel Alessander Nono	
DOI 10.22533/at.ed.3201925061	
CAPÍTULO 2	10
SIMULAÇÃO NUMÉRICA DE MODELO ELASTOPLÁSTICO EM ROCHA CARBONÁTICA CARSTIFICADA	
Rayane Conceição Ribeiro da Silveira Mattos	
Daniel Araújo Farias de Melo	
Marinésio Pinheiro de Lima	
Tiago de Freitas Viana	
Igor Fernandes Gomes	
Leonardo José do Nascimento Guimarães	
DOI 10.22533/at.ed.3201925062	
CAPÍTULO 3	26
A INFLUÊNCIA DO NITROGÊNIO EM AÇOS INOXIDÁVEIS AUSTENÍTICOS COM APLICAÇÃO EM PRÓTESES ORTOPÉDICAS	
Glauber Rodrigues Cerqueira de Cerqueira	
Pedro Eliézer de Araújo Júnior	
DOI 10.22533/at.ed.3201925063	
CAPÍTULO 4	42
MICROPOROUS ACTIVATED CARBON FIBER FELT FROM BRAZILIAN TEXTILE PAN FIBER: PREPARATION, CHARACTERIZATION AND APPLICATION AS SUPERCAPACITOR ELECTRODE	
Jossano Saldanha Marcuzzo	
Aline Castilho Rodrigues	
Andres Cuña	
Nestor Tancredi	
Eduardo Mendez	
Heide Heloise Bernardi	
Mauricio Ribeiro Baldan	
DOI 10.22533/at.ed.3201925064	
CAPÍTULO 5	55
ANÁLISE COMPARADA DE UM AGREGADO DE ESCÓRIA DE ACIARIA COMO MATERIAL ALTERNATIVO PARA LASTRO DE VIAS FÉRREAS DO TIPO <i>HEAVY HAUL</i> POR MEIO DE ENSAIOS TRIAXIAIS	
Bruno Guimarães Delgado	
Antônio Viana da Fonseca	
Eduardo Fortunato	
Daniela Raquel Ferreira Coelho	
DOI 10.22533/at.ed.3201925065	

CAPÍTULO 6	71
CARACTERIZAÇÃO EM FADIGA POR FLEXÃO ROTATIVA DE FIOS DE ARAME DE SOLDA	
Ingrid Ariani Belineli Barbosa	
Heide Heloise Bernardi	
William Marcos Muniz Menezes	
DOI 10.22533/at.ed.3201925066	
CAPÍTULO 7	80
ESTUDO DA MICROESTRUTURA NA ZONA TERMICAMENTE AFETADA COM A VARIAÇÃO DOS PARÂMETROS DE SOLDAGEM	
Luís Henrique Pires da Silva	
Alex Sander Chaves da Silva	
DOI 10.22533/at.ed.3201925067	
CAPÍTULO 8	92
ESTUDO DA USINAGEM DA SUPERLIGA A BASE DE FERRO-NÍQUEL UTILIZANDO FERRAMENTA CERÂMICA	
Eduardo Pires Bonhin	
Sarah David Müzel	
Marcel Yuzo Kondo	
Lúcia de Almeida Ribeiro	
José Vitor Candido de Souza	
Marcos Valério Ribeiro	
DOI 10.22533/at.ed.3201925068	
CAPÍTULO 9	100
CONSTRUÇÃO DE UMA MÁQUINA DE NÉVOA SALINA ATENDENDO AOS REQUISITOS MÍNIMOS CONTIDOS NAS NORMAS ISO 9227 e ASTM B-117	
Leonardo de Souza Coutinho	
Alexandre Alvarenga Palmeira	
DOI 10.22533/at.ed.3201925069	
CAPÍTULO 10	111
MECANIZAÇÃO AGRÍCOLA: COLHEITADEIRAS AXIAIS X RADIAIS	
Filipi José Arantes Lemos	
João Mario Mendes de Freitas	
DOI 10.22533/at.ed.32019250610	
CAPÍTULO 11	127
MÉTODO DE OTIMIZAÇÃO TOPOLÓGICA PARA O PROJETO DE MODELOS DE BIELAS E TIRANTES	
Jamile Maria Araujo Tavares	
Rejane Martins Fernandes Canha	
DOI 10.22533/at.ed.32019250611	
CAPÍTULO 12	142
ESTUDO NUMÉRICO DE UM EQUIPAMENTO DE SECAGEM	
Eduardo Dal Piva Schuch	
Magaiver Gabriel Lamp	
Conrado Mendes Morais	
Ângela Beatrice Dewes Moura	
DOI 10.22533/at.ed.32019250612	

CAPÍTULO 13	153
SISTEMA DE AQUECIMENTO DE ÁGUA A COMBUSTÃO DE GASOLINA	
Felipe Michael Grein	
Jean Lucas Pereira	
Luiz Felipe Weck	
Olaf Graupmann	
DOI 10.22533/at.ed.32019250613	
CAPÍTULO 14	156
MODELAGEM DE PID PARA SISTEMA DE CONTROLE DE RAMPAS DE TEMPERATURA EM BRASSAGEM	
Gabriel Queiroz	
Marcelo Barros de Almeida	
Márcio Jose da Cunha	
DOI 10.22533/at.ed.32019250614	
CAPÍTULO 15	168
MODELAGEM MATEMÁTICA DE SISTEMAS DINÂMICOS: UMA ABORDAGEM DIDÁTICA	
Lucas Divino Alves	
Neylor Makalister Ribeiro Vieira	
Emerson Paulino dos Reis	
DOI 10.22533/at.ed.32019250615	
CAPÍTULO 16	183
APLICAÇÃO E ANÁLISE VIA MEC EM PROBLEMAS DE TERMOELASTICIDADE 2D	
Luis Vinicius Pereira Silva	
Gilberto Gomes	
João Carlos Barleta Uchôa	
DOI 10.22533/at.ed.32019250616	
CAPÍTULO 17	198
SIMULAÇÃO NUMÉRICA DA INJEÇÃO DE ÁGUA EM RESERVATÓRIO DE PETRÓLEO HETEROGÊNEO	
Raquel Oliveira Lima	
José Arthur Oliveira Santos	
Antônio Jorge Vasconcellos Garcia	
Felipe Barreiros Gomes	
DOI 10.22533/at.ed.32019250617	
CAPÍTULO 18	207
TANQUES FLASH: DIMENSIONAMENTO E ANÁLISE DE CUSTOS NO SOFTWARE DE MODELAGEM E SIMULAÇÃO EMSO	
Erich Potrich	
Sérgio Correia da Silva	
Larissa Souza Amaral	
DOI 10.22533/at.ed.32019250618	

CAPÍTULO 19	215
AVALIAÇÃO DO POTENCIAL DE DEPOSIÇÃO ORGÂNICA EM OPERAÇÕES DE MISTURA DE PETRÓLEOS NO TANQUE DE ESTOCAGEM EM REFINARIAS DE PETRÓLEO	
Rosberguer de Almeida Camargo Mauren Costa da Silva Rafael Beltrame Darci Alberto Gatto Antônio Carlos da Silva Ramos	
DOI 10.22533/at.ed.32019250619	
CAPÍTULO 20	223
AVALIAÇÃO DE UM SISTEMA EMBARCADO PARA MENSURAR A ILUMINÂNCIA EM UM AVIÁRIO EXPERIMENTAL	
Giovanni Polette Dalla Libera Victor Moreira Leão Vitor Augusto de Sousa Matheus Fernando Lima Zuccherelli de Souza Renata Lima Zuccherelli de Oliveira Marcelo Eduardo de Oliveira Adriano Rogério Bruno Tech	
DOI 10.22533/at.ed.32019250620	
CAPÍTULO 21	230
CONTROLADOR FUZZY SINTONIZADO POR ALGORITMO GENÉTICO EM SISTEMA DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA	
Lenon Diniz Seixas Diego Solak Castanho Hugo Valadares Siqueira Fernanda Cristina Corrêa	
DOI 10.22533/at.ed.32019250621	
CAPÍTULO 22	243
CONTROLADORES ROBUSTO APLICADO A CONVERSORES CC-CC	
Luiz Otávio Limurci dos Santos Luiz Antonio Maccari Junior	
DOI 10.22533/at.ed.32019250622	
CAPÍTULO 23	261
PROPOSTA DE PLATAFORMA PARA ESTUDO DE MOTOR A RELUTÂNCIA VARIÁVEL 8/6	
Marcos José de Moraes Filho Luciano Coutinho Gomes Darizon Alves de Andrade Josemar Alves dos Santos Junior Wanberton Gabriel de Souza Cássio Alves de Oliveira	
DOI 10.22533/at.ed.32019250623	

CAPÍTULO 24	275
ESTUDO COMPARATIVO DE MODELAGENS DE ENROLAMENTOS DE UM TRANSFORMADOR UTILIZANDO O MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS PARA ANÁLISES DE ESFORÇOS ELETROME CÂNICOS	
Pedro Henrique Aquino Barra Arnaldo José Pereira Rosentino Junior Antônio Carlos Delaiba	
DOI 10.22533/at.ed.32019250624	
CAPÍTULO 25	287
PROCEDIMENTO PARA AQUISIÇÃO E PROCESSAMENTO DO LAÇO DE HISTERESE MAGNÉTICA	
Vitor Hörbe Pereira Da Costa Antônio Flavio Licarião Nogueira Leonardo José Amador Salas Maldonado	
DOI 10.22533/at.ed.32019250625	
CAPÍTULO 26	294
SIMULAÇÕES DE DISTRIBUIÇÃO DE CAMPO E CORRENTE ELÉTRICA EM TECIDOS BIOLÓGICOS	
Guilherme Brasil Pintarelli Afrânio de Castro Antonio Jr. Raul Guedert Sandra Cossul Daniela Ota Hisayasu Suzuki	
DOI 10.22533/at.ed.32019250626	
CAPÍTULO 27	307
SISTEMA DE PRESENÇA UTILIZANDO IDENTIFICAÇÃO POR RADIOFREQUÊNCIA	
Giovani Formaggio Mateus Ricardo Barroso Leite	
DOI 10.22533/at.ed.32019250627	
CAPÍTULO 28	322
SISTEMAS DEFASADORES EM ALTA FREQUÊNCIA UTILIZANDO MICROFITA EM SUBSTRATO FR4	
Jobson De Araújo Nascimento José Moraes Gurgel Neto Alexsandro Aleixo Pereira da Silva Regina Maria de Lima Neta	
DOI 10.22533/at.ed.32019250628	
CAPÍTULO 29	333
ANÁLISES DA RUPTURA EM TRECHO DA BR-060 NO MUNICÍPIO DE ALEXÂNIA, GOIÁS, E CONDIÇÕES APÓS SEIS ANOS DA RECUPERAÇÃO	
Rideci Farias Tiago Matias Lino Haroldo da Silva Paranhos Itamar de Souza Bezerra Ranieri Araújo Farias Dias Alexsandra Maiberg Hausser	
DOI 10.22533/at.ed.32019250629	
SOBRE O ORGANIZADOR	346

CONTROLADORES ROBUSTO APLICADO A CONVERSORES CC-CC

Luiz Otávio Limurci dos Santos

Universidade Federal de Santa Catarina,
Departamento das Engenharias. Blumenau -
Santa Catarina.

Luiz Antonio Maccari Junior

Universidade Federal de Santa Catarina,
Departamento das Engenharias. Blumenau -
Santa Catarina.

RESUMO: No presente trabalho foi realizado o projeto de conversores CC-CC, que são circuitos capazes de entregar na carga um valor de tensão contínua maior ou menor que o aplicado na entrada. O objetivo do trabalho é apresentar o dimensionamento e modelagem de conversores elevadores e abaixadores de tensão, bem como o projeto e implementação de controladores no domínio da frequência. Por fim, realizou-se testes experimentais e simulados em *software* de modo a comparar o desempenho dos controladores projetados.

PALAVRAS-CHAVE: Conversores CC-CC, Buck, Boost, Modelagem de Sistemas.

ROBUST CONTROLLERS APPLIED TO DC- DC CONVERTERS

ABSTRACT: This work presents the modeling and parameter setting of a DC-DC converter.

They are switching regulator circuits. The models of the converters are based on state-space and transfer function, which allows the implementation of different control techniques. The simulation results are also compared to theoretical values in order to validate this work.
KEYWORDS: DC-DC Converters, Buck, Boost, System Modeling.

1 | INTRODUÇÃO

1.1 Objetivos

O projeto tem como objetivos a construção de um protótipo de conversor CC-CC multiuso para o estudo de aplicações de controle robusto. Assim como o projeto, simulação e implementação de diferentes controladores robustos aplicados a conversores.

1.2 Justificativa

O crescimento da demanda energética no planeta e as preocupações com o meio ambiente tornaram a utilização de fontes renováveis de geração de energia elétrica imprescindível. Com isso, fontes alternativas como a utilização de turbinas eólicas tem ganhado destaque. Uma outra tendência são veículos elétricos, empresas como a *Tesla, Inc* [19] aparecem como uma das pioneiras nesta

área, que buscam diminuir a queima de combustíveis fósseis e conseqüentemente a emissão de gases poluentes na atmosfera.

Uma outra alternativa na geração de energia limpa é a através de painéis fotovoltaicos que convertem a luz do sol em eletricidade. Essa energia pode ser utilizada para carregar baterias, acionar bombas hidráulicas, e até mesmo como fonte de alimentação doméstica. Nesse último caso, a tensão gerada requer um tratamento para que possa ser utilizada nas casas, respeitando os padrões definidos nas normas de distribuição de energia elétrica.

No contexto de aplicações de energia proveniente de painéis fotovoltaicos surge a necessidade da utilização de conversores CC-CC, esses são responsáveis por elevar a tensão de saída dos painéis. A partir de uma nova conversão, desta vez DC-AC, essa energia pode ser aproveitada nas residências. Uma outra aplicação são os conversores abaixadores de tensão, utilizados em fontes de aparelhos eletrônicos, como computadores e celulares. Deste modo, devido a alta demanda de aplicações em que estes circuitos são presentes se torna de interesse o estudo e obtenção de novas técnicas de controle para garantir boa regulação de tensão e rejeição de perturbação.

1.3 Revisão Bibliográfica

Conversores estáticos do tipo CC-CC são circuitos eletrônicos capazes de, a partir de uma determinada tensão de entrada, entregar à carga um valor diferente. Podendo este ser maior ou menor que a alimentação. Seu funcionamento é baseado na comutação de interruptores e armazenamento de energia nos componentes do sistema, indutor e capacitor, conforme [4].

Por se tratar de um tema muito discutido e desenvolvido no meio científico, existem inúmeras aplicações que envolvem esses conversores. Desde regulação da tensão gerada por turbinas eólicas, [11], painéis fotovoltaicos, [10], onde são utilizados conversores isolados por meio de um inversor e retificador de onda completa, conectados por um transformador, a fim de suportar uma maior potência de trabalho.

Uma outra área onde aparecem é a aeroespacial [12], na qual por se tratar de um ambiente inóspito faz-se necessário um equipamento com ótimo isolamento e eficiência.

Na indústria automotiva, [9] utiliza um elevador de tensão para regular a voltagem de uma bateria presente em carros, tipicamente de 12 ou 24V, de modo a utiliza-la para alimentar os circuitos internos, entre eles o compressor de ar, bomba d'água dos retrovisores. Essas cargas variam entre 120-240V AC portanto utiliza-se em conjunto ao conversor um inversor de frequências, isolados através de transformadores, para transformar corrente contínua em alternada.

Nessa mesma indústria, veículos elétricos são uma aposta para o futuro. Com isso

são propostos vários métodos para carregar as baterias como o visto em [13]. No qual é utilizada uma configuração de duplo retificador, com filtros indutivos responsáveis pela diminuição da variação de corrente. Dois transformadores, um conectado em série no circuito principal e paralelo no secundário. Garantindo um ponto de operação mais estável e eficiente para baixas cargas.

Conversores CC-CC possuem duas topologias principais: *buck* e *boost*. A primeira é capaz de abaixar a tensão de um nível CC para outro. Enquanto a segunda eleva o valor de entrada. Suas respectivas construções são dadas pelas Figuras 1 e 2.

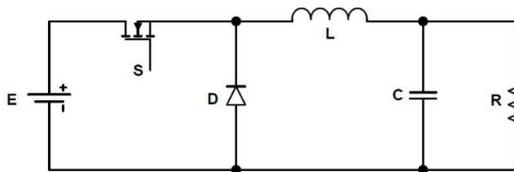


Figura 1: Circuito conversor buck.

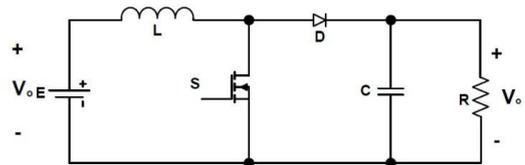


Figura 2: Circuito conversor boost.

Nos dois casos as saídas são constantes, variam de acordo com tensão de entrada e o período em que a chave fica ativa. Deseja-se que em malha fechada o sistema seja regulado de modo a obter o controle da tensão na saída para alimentar a carga.

Tipicamente projeta-se controladores para garantir seguimento de referência com erro nulo em regime permanente, resposta rápida, pequeno sobressinal e rejeição de perturbações do tipo CC. Esses controladores podem ser calculados a partir de diferentes métodos, por exemplo, alocação de polos no espaço de estados conforme [14] e lugar das raízes no domínio da frequência [16].

2 | MATERIAL E MÉTODOS

2.1 Conversor *Boost*

2.1.1 Dimensionamento dos componentes

A partir de equações bem fundamentadas na literatura sobre conversores CC-CC, [7], pode-se determinar quais os parâmetros necessários para funcionamento adequado do circuito.

Inicialmente, calcula-se a corrente que passa pelo indutor, para determinar qual fio utilizar em sua confecção, dada por

$$i_L = \frac{V_0 \cdot I_0}{E} = \frac{P_0}{E}. \quad (1)$$

Sabendo que a potência de saída e entradas são iguais no caso ideal, definida em $50W$, uma tensão de entrada $10V$ e saída $18V$, tem-se

$$i_L = 5,0A. \quad (2)$$

O segundo passo consiste em determinar a razão cíclica média a ser aplicada no chaveamento de forma a resultar na tensão desejada, que será:

$$D = 1 - \frac{E}{V_0} = 1 - \frac{10}{18} = 0,4444. \quad (3)$$

Pode-se então determinar a indutância que será necessária para o sistema através da expressão

$$L = \frac{V_s D}{\Delta i_L f}, \quad (4)$$

onde Δi_L é o *ripple* da corrente no indutor, definida em $0,1V$, e frequência $15KHz$. Sendo assim, a indutância obtida a partir de (4) é apresentada na Tabela 1.

Analogamente, pode-se determinar a capacitância utilizando a expressão

$$C = \frac{DV_0}{Rf\Delta V_0}, \quad (5)$$

onde ΔV_0 é o *ripple* de tensão na carga, definida em $0,1V$, R tem resistência 10Ω , definido de modo a alcançar um valor comercial para os componentes. Assim, a partir de (5) é obtido o valor da capacitância arredondada expressa na Tabela 1.

Verificou-se que seria necessária a confecção de um indutor pela inexistência de um com a indutância necessária e que suporte a corrente requerida. Sendo assim, com um núcleo de ferrite toroidal e auxílio de um catálogo, [3], determina-se a quantidade de espiras para atingir o valor da indutância. Assim, tem-se

$$N = \sqrt{\frac{L(nH)}{AL(nH)}} = 13\text{espiras}. \quad (6)$$

Onde AL é determinado a partir das dimensões do núcleo utilizado.

Por fim, os parâmetros dimensionados para os conversores são demonstrados na Tabela 1.

Tabela 1: Parâmetros conversor *boost*

Potência de Saída	Po	50W
Tensão de Saída	Vo	18V
Tensão de entrada	Vs	10V
Frequência de chaveamento	f	15KHz
Ripple de corrente	Δ_{iL}	0,1
Ripple de tensão	Δ_{V_o}	0,1
Resistência	R	10 Ω
Capacitor	C	470 μ F
Indutor	L	2.5mH

2.1.2 Modelagem da planta

O circuito do conversor apresentado na Figura 2 possui duas etapas de operação, que se referem ao estado do transistor. Os circuitos de ambas as etapas de operação são apresentados nas Figuras 3 e 4.

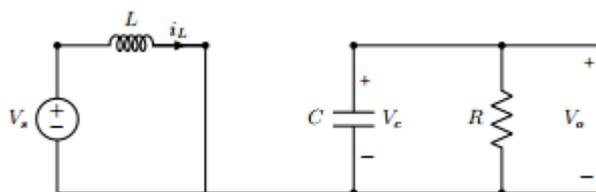


Figura 3: Conversor *boost* : transistor conduzindo

Ao observar o circuito da Figura 3, pode-se obter as as equações (7) e (8).

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{V_s}{L}, \quad (7)$$

$$\frac{dv_c(t)}{dt} = \frac{v_c(t)}{RC}. \quad (8)$$

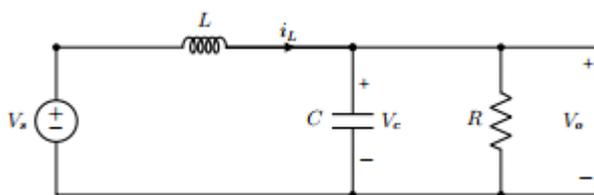


Figura 4: Conversor *boost* : transistor operando em aberto

Ao executar o mesmo procedimento para o circuito da Figura 4, obtém-se as equações (9) e (10).

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{v_c(t)}{L} + \frac{V_s}{L}, \quad (9)$$

$$\frac{dv_c(t)}{dt} = \frac{i_L(t)}{C} - \frac{v_c(t)}{RC}. \quad (10)$$

A partir das equações (7), (8), (9) e (10) pode-se obter um modelo no espaço de estados para cada uma das etapas do circuito. A forma genérica de modelos no espaço de estados para sistemas com uma entrada e uma saída são dados por

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= \mathbf{A}x(t) + \mathbf{B}u(t) \\ y(t) &= \mathbf{C}x(t) \end{aligned}$$

onde $x(t)$ corresponde ao vetor de estados, $y(t)$ à saída do sistema e $u(t)$ à entrada, A à matriz dinâmica do sistema, B ao vetor de entrada e C ao vetor de saída.

Escolhe-se, então, o vetor de estados dado por

$$x(t) = \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix},$$

a tensão no capacitor como saída e a entrada como a tensão fornecida pela fonte ($u(t) = V_s$).

Assim, o modelo no espaço de estados que descreve a etapa 1 do circuito pode ser descrito como

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, \quad B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C_1 = [0 \quad 1]. \quad (11)$$

Já a etapa 2 pode ser descrita como

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{1}{RC} \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C_2 = [0 \quad 1]. \quad (12)$$

Até então, o conversor *boost* foi tratado como um sistema chaveado contendo dois subsistemas lineares. A partir do modelo no espaço de estados dos dois subsistemas descritos acima, encontra-se um modelo médio fazendo ponderações da etapa 1 pela razão cíclica $d(t)$ e da etapa 2 pelo seu complemento

$(1 - d(t))$. Tem-se

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= [A_1d(t) + A_2(1 - d(t))]x(t) + [B_1d(t) + B_2(1 - d(t))]u(t) \\ y(t) &= [C_1d(t) + C_2(1 - d(t))]x(t) \end{aligned} \quad (13)$$

Na equação (13), pode-se observar a existência de não linearidades devido à multiplicação de variáveis. Para viabilizar o uso de técnicas de projeto de controle de sistemas lineares, será necessário obter um modelo linearizado da planta. Para isso,

a abordagem de pequenos sinais foi utilizada.

Esse método considera que o sistema (13) está operando ao redor de um ponto de equilíbrio. Assume-se, então, pequenas perturbações de forma que cada uma das variáveis possa ser decomposta em uma parte correspondente ao valor em regime permanente e uma parte à pequenas variações, conforme descrito em (14) [14].

$$\begin{aligned}x(t) &= X + \tilde{x}(t) \\y(t) &= Y + \tilde{y}(t) \\d(t) &= D + \tilde{d}(t) \\u(t) &= U + \tilde{u}(t)\end{aligned}\quad (14)$$

Assumindo ainda que a tensão de entrada oriunda da fonte (V_s) não possui variações, tem-se

$$\tilde{u}(t) = 0, \quad U = V_s. \quad (15)$$

Substituindo (14) em (15) e reordenando os termos, tem-se

$$\begin{aligned}\dot{x} + \dot{\tilde{x}}(t) &= (A_1D + A_2 - A_2D)X + (B_1D + B_2 - B_2D)E \\&+ (A_1 - A_2)X\tilde{d}(t) + (A_1 - A_2)\tilde{x}(t)\tilde{d}(t) \\&+ (A_1D + A_2 - A_2D)\tilde{x}(t) + (B_1 - B_2)E\tilde{d}(t)\end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned}Y + \tilde{y}(t) &= (C_1D + C_2 - C_2D)X + (C_1D + C_2 - C_2D)\tilde{x}(t) \\&+ (C_1 - C_2)X\tilde{d}(t) + (C_1 - C_2)\tilde{x}(t)\tilde{d}(t)\end{aligned}$$

A parcela estática (17) leva ao ponto de equilíbrio (18) e ao valor de saída (19)

$$\dot{x} = 0 = (A_1D + A_2 - A_2D)X + (B_1D + B_2 - B_2D)E, \quad (17)$$

$$X = -(A_1D + A_2 - A_2D)^{-1}(B_1D + B_2 - B_2D)E, \quad (18)$$

$$Y = (C_1D + C_2 - C_2D)X. \quad (19)$$

O modelo dinâmico será:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{x}}(t) &= (A_1 - A_2)X\tilde{d}(t) + (A_1 - A_2)\tilde{x}(t)\tilde{d}(t) \\&+ (A_1D + A_2 - A_2D)\tilde{x}(t) + (B_1 - B_2)E\tilde{d}(t)\end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned}\tilde{y}(t) &= (C_1D + C_2 - C_2D)\tilde{x}(t) \\&+ (C_1 - C_2)X\tilde{d}(t) + (C_1 - C_2)\tilde{x}(t)\tilde{d}(t)\end{aligned}$$

Esse modelo ainda não é linear devido ao produto de variáveis. $\tilde{x}(t)\tilde{d}(t)$. Para tornar o modelo linear, sabe-se que $C_1 = C_2$ e assume-se que o produto é suficientemente pequeno e que pode ser desprezado. Assim, obtém-se o modelo de pequenos sinais linearizado dado por

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{x}}(t) &= A_p\tilde{x}(t) + B_p\tilde{d}(t) \\ \tilde{y}(t) &= C_p\tilde{x}(t)\end{aligned}, \quad (21)$$

com

$$\begin{aligned} A_p &= A_1 D + A_2 D' \\ B_p &= (A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)E, \\ C_p &= C_1 D + C_2 D' \end{aligned} \quad (22)$$

onde

$$D' = 1 - D. \quad (23)$$

Ao substituir as matrizes de cada uma das etapas em (19) e (22) tem-se que

$$X = \begin{bmatrix} i_L^* \\ v_c^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{E}{D'^2 R} \\ \frac{E}{D'} \end{bmatrix} \quad (24)$$

e

$$A_{p1} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{D'}{L} \\ \frac{D'}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, \quad B_{p1} = \begin{bmatrix} \frac{D' E}{L} \\ -\frac{D' E}{D'^2 RC} \end{bmatrix}, \quad C_{p1} = [0 \quad 1]. \quad (25)$$

A partir do sistema descrito por (25) e dos valores dos componentes obtidos no item 2.1.1, pode-se obter o modelo no espaço de estados para o sistema em estudo conforme descrito abaixo

$$A_{p1} = 10^3 \cdot \begin{bmatrix} 0 & -0,1875 \\ 1,1820 & -0,2128 \end{bmatrix}, \quad B_{p1} = 10^3 \cdot \begin{bmatrix} 6,0750 \\ -6,8936 \end{bmatrix}, \quad C_{p1} = [0 \quad 1]$$

2.1.3 Controle por Espaço de Estados

Para o projeto do controlador desse sistema serão utilizados observadores de estado, alternativas matemáticas que estimam as variáveis de estado possibilitando a realimentação dessas que não são medidas na realidade.

A presença de um observador no sistema altera seu comportamento, em específico a dinâmica do erro. Em malha fechada, os polos consistem naqueles alocados no projeto do controlador e observador. Desta forma, de acordo com o princípio da separação [15], o projeto do controlador e do observador podem ser realizados separadamente.

Inicialmente, são calculados os ganhos K de malha fechada do sistema através do *MATLAB* utilizando uma lei de controle do tipo

$$u = -K\tilde{x}. \quad (26)$$

Onde K é calculado conforme

$$K = \text{place}(A, B, [p_{mf}]). \quad (27)$$

p_{mf} é escolhido de forma a garantir o tempo de assentamento e constante de amortecimento desejados para o sistema, neste caso 0,01 segundo e 1, respectivamente. São calculados da seguinte maneira

$$p_{mf} = \frac{3}{T_{\text{assentamento}}} = \frac{3}{0.01} = 300. \quad (28)$$

Para que esse seja o polo dominante do sistema, os outros dois foram determinados como 600 e 700 por possuírem dinâmica mais rápida e assim interferir pouco no assentamento desejado.

Com isso, os ganhos resultantes são

$$K = [0, 2417 \quad 0, 0118 \quad -17, 5467].$$

Os ganhos do estimador são calculados utilizando as matrizes duais do sistema, portanto

$$L = \text{place}(A', C', [p_o]). \quad (29)$$

Onde p_o será escolhido de forma que o estimador alcance o regime permanente de maneira muito mais rápida que a malha fechada para que as dinâmicas não influenciem uma a outra, neste caso uma acomodação 10 vezes mais rápida. Resultando num ganho L com valor

$$L = [8695, 5 \quad 6287, 2].$$

2.1.4 Controle No Domínio da Frequência

No domínio da frequência, a relação entre tensão de saída pela razão cíclica será dada pela função de transferência de malha aberta

$$\frac{V_0(s)}{D(s)} = \frac{-6893, 6(s - 1042)}{s^2 + 212, 8s + 2, 216 \cdot 10^5} \quad (30)$$

Partindo disso, é possível realizar um novo projeto de controle de modo a atingir as mesmas especificações exigidas no espaço de estados.

Dessa forma, definindo novamente um tempo de assentamento igual a 0, 01 segundo e amortecimento 1, o controlador calculado para o conversor *boost* no domínio da frequência será dado por

$$C(s) = \frac{0, 007857(s + 600, 7)}{s}. \quad (31)$$

Simulando ambos os controladores projetados através da ferramenta *Simulink* disponível no *MATLAB*, definindo como parâmetros do circuito os valores nominais disponíveis na Tabela 1 a tensão medida na carga e ação de controle aplicada podem ser visualizadas na Figura 5.

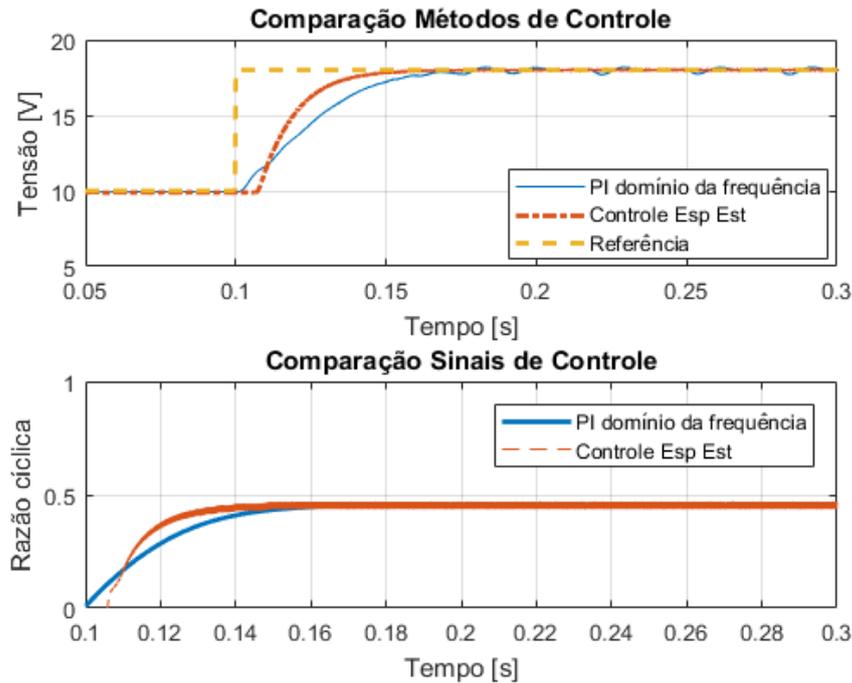


Figura 5: Circuito conversor *boost*.

Percebe-se que as de controle técnicas aplicadas garantem o seguimento de referências CC em regime permanente, mas apresentam um tempo de assentamento maior que o projetado. Isso é explicado pelas características do modelo do conversor *boost*, cuja função de transferência em malha aberta, (30), apresenta polos complexos. Nota-se também que a inexistência de um sobressinal, condizente com o amortecimento especificado.

2.2 Conversor Buck

2.2.1 Dimensionamento dos componentes

De maneira análoga ao que foi feito anteriormente em 2.1.1, de início será calculada a corrente no indutor dada por

$$i_L = \frac{V_o}{R}. \quad (32)$$

Definindo uma tensão de entrada 15V e saída 7.5V, assim como uma potência de saída 40W e resistência de 1,5Ω. A corrente no indutor será

$$i_L = 5,0A. \quad (33)$$

A razão cíclica que possibilita a tensão de saída desejada em função da aplicada na entrada será

$$D = \frac{V_o}{E} = 0,5. \quad (34)$$

Determinando agora a indutância necessária do sistema, considerando novamente

o *ripple* de corrente 0,1 e frequência de chaveamento 15kHz, que será dada por

$$L = \frac{V_o(1 - D)}{\Delta_{iL}f} = 2,5mH. \quad (35)$$

Visto que o valor encontrado é próximo ao calculado em (4), o mesmo indutor previamente construído será aproveitado neste conversor. Seu valor é apresentado na Tabela 2.

E a capacitância será calculada através de

$$C = \frac{(1 - D)V_o}{8Lf^2} = 69,44\mu F. \quad (36)$$

Da mesma forma, será utilizado outro de valor comercial próximo. Este é apresentado na Tabela 2.

Tabela 2: Parâmetros conversor *buck*

Potência de Saída	P _o	40W
Tensão de Saída	V _o	7,5V
Tensão de entrada	V _s	15V
Frequência de chaveamento	f	15KHz
Ripple de corrente	Δ_{iL}	0,1
Ripple de tensão	Δ_{V_o}	0,1
Resistência	R	1,5 Ω
Capacitor	C	47 μ F
Indutor	L	2.5mH

2.2.2 Modelagem da planta

Note que o circuito do conversor apresentado na Figura 1, percebe-se que esse possui duas etapas de operação, que se referem ao estado do transistor. Os circuitos de ambas as etapas de operação são apresentados nas Figuras 6 e 7.

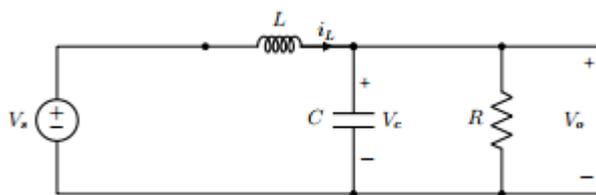


Figura 6: Conversor *buck* : transistor conduzindo

Ao observar o circuito da Figura 6, pode-se obter as as equações (37) e (38).

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{v_c(t)}{L} + \frac{V_s}{L}, \quad (37)$$

$$\frac{dv_c(t)}{dt} = \frac{i_L(t)}{C} - \frac{v_c(t)}{RC}. \quad (38)$$

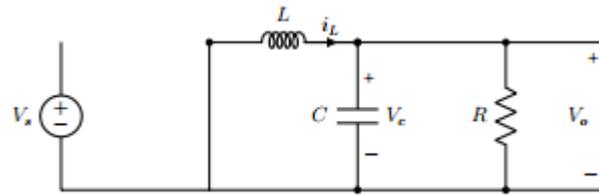


Figura 7: Conversor buck : transistor operando em aberto

Executando o mesmo procedimento para o circuito da Figura 7, obtêm-se as equações (39) e (40).

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{v_c(t)}{L}, \quad (39)$$

$$\frac{dv_c(t)}{dt} = \frac{i_L(t)}{C} - \frac{v_c(t)}{RC}. \quad (40)$$

Repetindo os mesmos passos executados em 2.1.2, o modelo em espaço de estados que descreve o circuito conversor tipo *buck* será

$$A_{p1} = 10^4 \cdot \begin{bmatrix} 0 & -0,0333 \\ 2,1277 & -1,4184 \end{bmatrix}, \quad B_{p1} = \begin{bmatrix} 5000 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C_{p1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

2.2.3 Controle Por Espaço de Estados

Com o mesmo equacionamento utilizado na seção 2.1.3 para calcular o controlador do conversor elevador de tensão, teremos para esse caso os ganhos K de malha fechada dados por

$$K = [-2,5169 \quad 1,6189 \quad -1,1844]$$

E ganhos do estimador de estados dados por

$$L = [160,2 \quad -7684,4]$$

2.2.4 Controle no Domínio da Frequência

A função de transferência de malha aberta no domínio da frequência que relaciona tensão de saída pela razão cíclica será dada por

$$\frac{Vo(s)}{D(s)} = \frac{1,0638.10^8}{(s + 1,367.10^4)(s + 519)} \quad (41)$$

E o controlador projetado a partir da função de transferência (41) será do tipo

$$C(s) = \frac{0,094187(s + 913,6)}{s} \quad (42)$$

Simulando os controladores projetados, a tensão medida na carga e a ação de controle podem ser vistas na Figura 8. Percebe-se que os controladores são capazes de levar o sistema aos valores desejados em regime permanente.

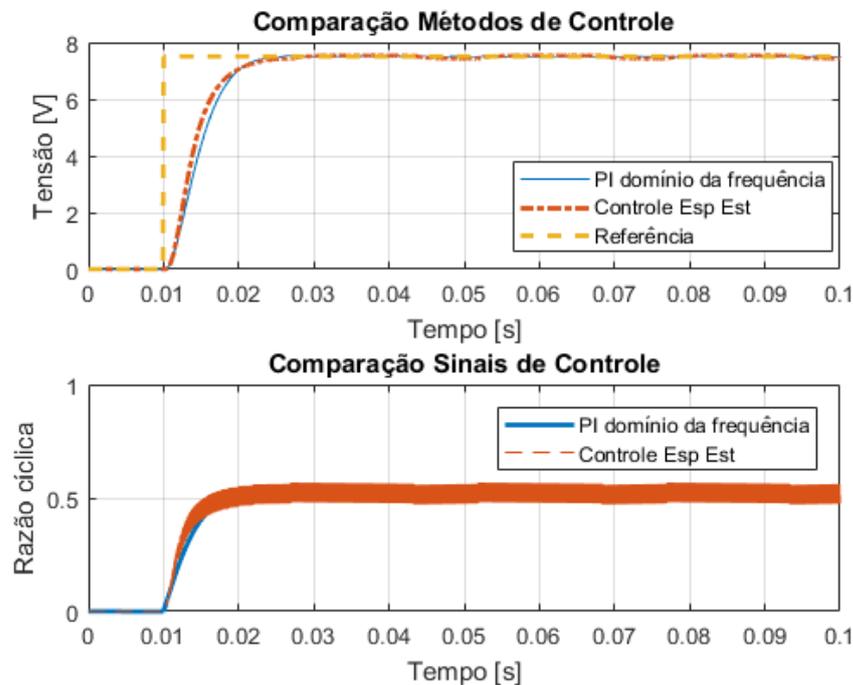


Figura 8: Circuito conversor buck.

Nota-se que as duas técnicas utilizadas conseguiram rastrear referências CC garantindo um tempo de assentamento igual a 0.01 segundo e nenhum sobressinal, que eram os requisitos de projeto.

3 | RESULTADOS EXPERIMENTAIS

3.1 Resultados de Malha Aberta

Com o circuito montado, fez-se um levantamento com a comparação entre as tensões de saída em função da variação da razão cíclica para os valores de entrada nominal dos conversores, 10V para o *boost* e 15V no *buck*. Os resultados obtidos estão demonstrados nas Figuras 9 e 10 respectivamente

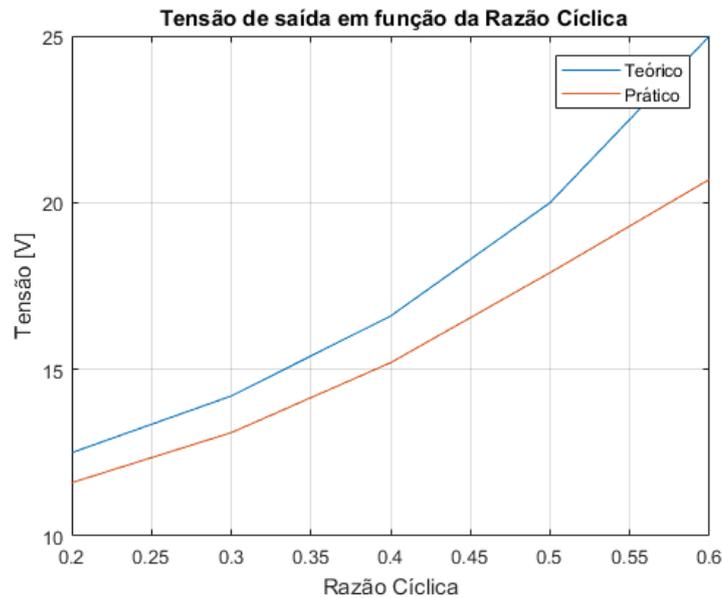


Figura 9: Circuito conversor *boost*.

Os valores teóricos foram obtidos a partir da equação de malha aberta do conversor *boost* que é dada por

$$V_o = \frac{V_s}{(1 - D)} \quad (43)$$

Nota-se que as tensões obtidas na prática são menores que o esperado, devido as quedas de tensão nos componentes, *MOSFET* e diodo, que são tratados como ideais em teoria. Apesar disso, as duas curvas têm comportamento semelhante.

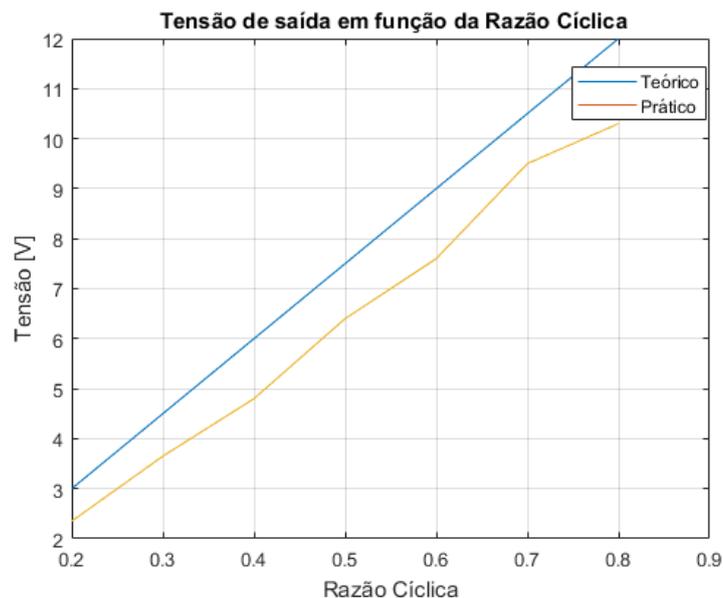


Figura 10: Circuito conversor *buck*.

A equação teórica de malha aberta do conversor *buck* é dada por

$$V_o = V_s D. \quad (44)$$

Para este caso, o valor encontrado na prática está abaixo do esperado pelos mesmos motivos citados anteriormente, mas novamente apresenta comportamento semelhante.

3.2 Resultados de Malha Fechada

Com os controladores projetados e testados em ambiente simulado, assim como o funcionamento dos circuitos físicos validados em malha aberta, o próximo passo é o controle desses em malha fechada, de modo a cumprir com os objetivos do projeto. Para isso, será utilizado um *Arduino UNO* como atuador do sistema. Esse é digital, portanto requer que os controladores projetados anteriormente sejam discretizados. A partir de todas as alterações necessárias, aplicando o controle aos circuitos, os resultados podem ser visualizados nas Figuras 11 e 12.

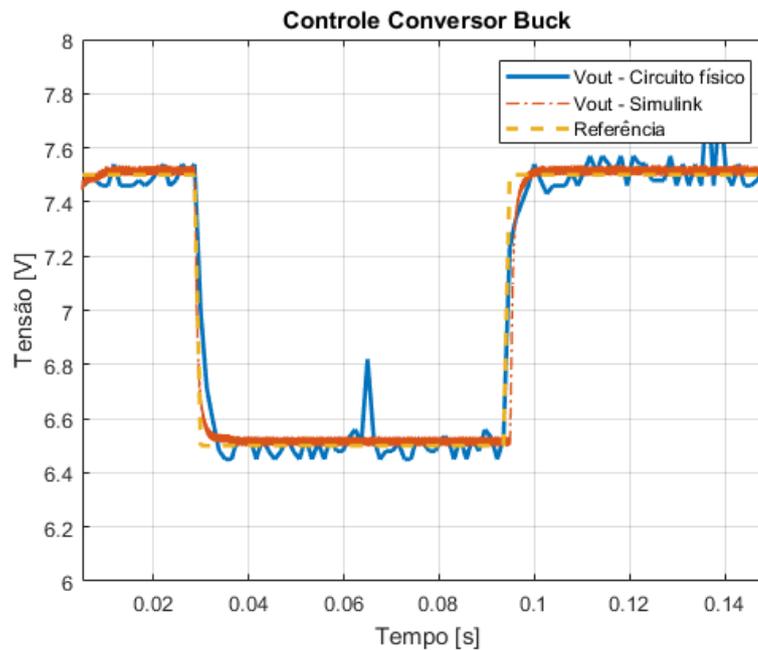


Figura 11: malha fechada conversor *buck*.

É possível perceber que em regime permanente o controlador projetado tem sucesso no seguimento de referência do tipo degrau com tempo de assentamento que satisfaz a especificação do projeto. Na Figura 11 foram definidas como referência níveis CC de 7.5 e 6.5V. Nota-se também uma grande semelhança entre os transitórios relativos ao sistema simulado e físico, atestando assim o sucesso do controle projetado para o sistema abaixador de tensão.

Da mesma forma, aplicando o controle no circuito elevador de tensão pode-se avaliar que esse teve sucesso em rastrear mudanças de referência do tipo degrau. Os níveis CC aplicados foram 18 e 17V e os resultados obtidos estão demonstrados

na Figura 12.

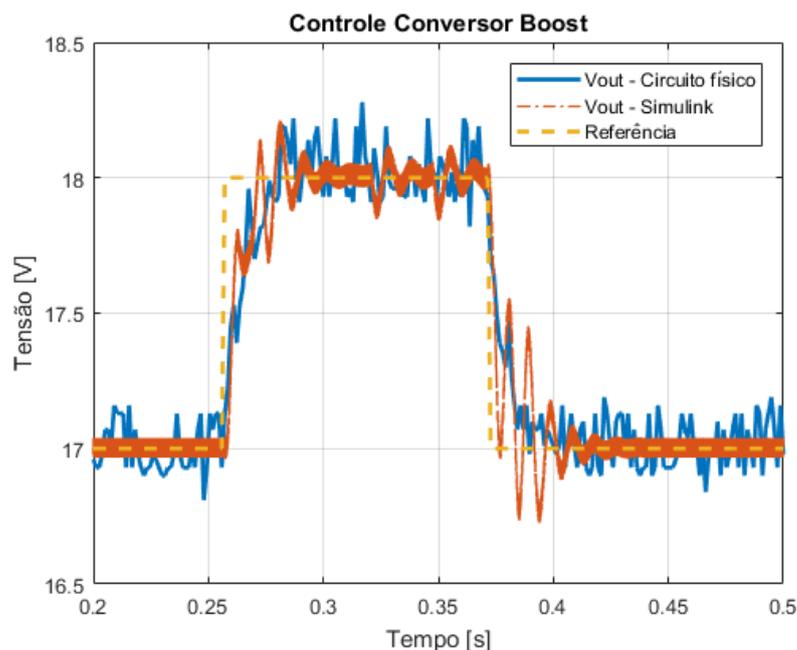


Figura 12: Malha fechada conversor *boost*.

Novamente percebe-se uma semelhança entre os regimes transientes e permanente das simulações e do protótipo construído. Além disso, nota-se que o controlador implementado satisfaz a requisição do projeto no que diz respeito ao seguimento de referência para o caso nominal.

4 | CONCLUSÃO

4.1 Considerações Finais

Como citado na introdução e revisão bibliográfica, conversores de corrente contínua possuem aplicações diversas e são muito explorados. Sendo assim, através de técnicas de análise de circuitos juntamente com equações disponíveis na literatura, é possível o dimensionamento dos conversores elevador e abaixador de tensão de acordo com as especificações desejadas.

Neste tópico, existem algumas técnicas para o projeto de controladores, alocação de polos na frequência e por espaço de estados são dois exemplos.

Realizando os cálculos, e posteriormente simulações demonstrados durante o relatório, pode-se aplicar esse mesmo controle de modo a averiguar seu desempenho em um protótipo implementado em laboratório. Os controladores obtidos a partir da análise no domínio da frequência se mostraram satisfatórios ao atender o que foi requisitado como saída do sistema, portanto, compreende-se que tal projeto tenha sido um sucesso.

REFERÊNCIAS

- ABDELKRIM, T. et al. Closed loop for regulation of AC voltages of cascaded PV generator-boost converter-five levels NPC inverter. **2017 18th International Conference On Sciences And Techniques Of Automatic Control And Computer Engineering (sta)**, [s.l.], p.461- 465, dez. 2017. IEEE. <http://dx.doi.org/10.1109/sta.2017.8314870>.
- BARBI, Ivo. **Eletrônica de potência**. 7. ed. Florianópolis: Ed. do Autor, 2012. vi, 509 p.
- Catálogo de ferrite Thornton**, disponível em <http://www.thornton.com.br/pdf/CATALOGO%20THORNTON.pdf>. Acessado em 20/10/2017.
- CHRYSSIS, G. (1989). *High-frequency switching power supplies*. New York: McGraw-Hill.
- Datasheet mosfet IRF3710**, disponível em <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irf3710.pdf>. Acessado em 15/02/2018.
- GANAPATI, Vidya; STEINER, Myles A.; YABLONOVITCH, Eli. **The voltage boost enabled by luminescence extraction in solar cells**. 2017. Ieee 44th Photovoltaic Specialist Conference (pvsc), [s.l.], p.1- 3, jun. 2017. IEEE. <http://dx.doi.org/10.1109/pvsc.2017.8366823>.
- HART, Daniel W. **Eletrônica de potência: análise e projetos e circuitos**. Porto Alegre: AMGH, 2012. xvi, 478 p.
- HWU,K.I *et al.* **Simple modeling of DC-DC converter**. 2011 International Conference on Electric Information and Control Engineering. 2011
- ISURIN,A;COOK,A. **Step-up DC-DC converter for automotive application**. 2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe). 2016.
- JUNG,Felipe,*et al.* **DC-DC converter for photovoltaic systems**. 2016 12th IEEE International Conference on Industry Applications (IN- DUSCON). 2016.
- KAVOUSI, Ayoub et al. **Application of Boost Converter to Increase the Speed Range of Dual-stator Winding Induction Generator in Wind Power Systems**. Ieee Transactions On Power Electronics, [s.l.], p.1-1, 2018. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE).
- KIRAN,P.R *et al.* **220W DC-DC converter for aerospace applications**. 2014 International Conference on Advances in Electronics Computers and Communications. 2014.
- LI,S;NAM,K. **Design and analysis of a DC-DC converter for EVs battery charger**. Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference. 2012.
- MACCARI JUNIOR, Luiz Antonio. **Projeto e validação experimental de um controlador robusto H2 aplicado a conversores boost**. 2011. 70 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2011.
- OGATA, K. **Modern control engineering**. 4. ed. Upper Saddle River, NJ : New Delhi: Prentice Hall, 2002.
- SHARMA,K;PALWALIA,D.K. **Design of digital PID controller for voltage mode control of DC-DC converters**. 2017 International conference on Microelectronic Devices, Circuits and Systems (ICMDCS).2017.
- Tabela de fios AWG**, disponível em: <http://www.novacon.com.br/audiotabawg.htm>. Acessado em 05/11/2017.

TADDY, Emmanuel; LAZARESCU, Vasile. **Modeling and simulation of buck dc-dc converter with capacitor Equivalent Series Resistance**. Proceedings of the 2014 6th International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI). 2014.

Tesla, Inc , disponível em <https://www.tesla.com/>. Acessado em 25/08/2018

Agência Brasileira do ISBN
ISBN 978-85-7247-432-0

