

TENDÊNCIAS E AVANÇOS CIENTÍFICOS NAS ENGENHARIAS

AERONÁUTICA, AEROESPACIAL, ELETRÔNICA E DE TELECOMUNICAÇÕES

VOLUME II

Denilson Paulo Souza dos Santos
Organizador

TENDÊNCIAS E AVANÇOS CIENTÍFICOS NAS ENGENHARIAS

AERONÁUTICA, AEROESPACIAL, ELETRÔNICA E DE TELECOMUNICAÇÕES

VOLUME II

Denilson Paulo Souza dos Santos
Organizador



2023 - Editora Amplia

Copyright da Edição © Editora Amplia

Copyright do Texto © Os autores

Editor Chefe: Leonardo Pereira Tavares

Design da Capa: Editora Amplia

Diagramação: Juliana Ferreira

Revisão: Os autores

Tendências e avanços científicos nas engenharias: aeronáutica, aeroespacial, eletrônica e de telecomunicações está licenciado sob CC BY 4.0.



Esta licença exige que as reutilizações deem crédito aos criadores. Ele permite que os reutilizadores distribuam, remixem, adaptem e construam o material em qualquer meio ou formato, mesmo para fins comerciais.

O conteúdo da obra e seus dados em sua forma, correção e confiabilidade são de responsabilidade exclusiva dos autores, não representando a posição oficial da Editora Amplia. É permitido o download da obra e o compartilhamento desde que sejam atribuídos créditos aos autores. Todos os direitos para esta edição foram cedidos à Editora Amplia.

ISBN: 978-65-5381-138-6

DOI: 10.51859/amplia.tac386.1223-0

Editora Amplia

Campina Grande – PB – Brasil

contato@ampliaeditora.com.br

www.ampliaeditora.com.br



2023

CONSELHO EDITORIAL

Alexander Josef Sá Tobias da Costa – Universidade do Estado do Rio de Janeiro
Andréa Cádia Leal Badaró – Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Andréia Monique Lermen – Universidade Federal do Rio Grande do Sul
Antoniele Silvana de Melo Souza – Universidade Estadual do Ceará
Aryane de Azevedo Pinheiro – Universidade Federal do Ceará
Bergson Rodrigo Siqueira de Melo – Universidade Estadual do Ceará
Bruna Beatriz da Rocha – Instituto Federal do Sudeste de Minas Gerais
Bruno Ferreira – Universidade Federal da Bahia
Caio Augusto Martins Aires – Universidade Federal Rural do Semi-Árido
Caio César Costa Santos – Universidade Federal de Sergipe
Carina Alexandra Rondini – Universidade Estadual Paulista
Carla Caroline Alves Carvalho – Universidade Federal de Campina Grande
Carlos Augusto Trojaner – Prefeitura de Venâncio Aires
Carolina Carbonell Demori – Universidade Federal de Pelotas
Cícero Batista do Nascimento Filho – Universidade Federal do Ceará
Clécio Danilo Dias da Silva – Universidade Federal do Rio Grande do Norte
Dandara Scarlet Sousa Gomes Bacelar – Universidade Federal do Piauí
Daniela de Freitas Lima – Universidade Federal de Campina Grande
Darlei Gutierrez Dantas Bernardo Oliveira – Universidade Estadual da Paraíba
Denilson Paulo Souza dos Santos – Universidade Estadual Paulista
Denise Barguil Nepomuceno – Universidade Federal de Minas Gerais
Dinara das Graças Carvalho Costa – Universidade Estadual da Paraíba

Diogo Lopes de Oliveira – Universidade Federal de Campina Grande
Dylan Ávila Alves – Instituto Federal Goiano
Edson Lourenço da Silva – Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Piauí
Elane da Silva Barbosa – Universidade Estadual do Ceará
Érica Rios de Carvalho – Universidade Católica do Salvador
Fernanda Beatriz Pereira Cavalcanti – Universidade Estadual Paulista “Júlio de Mesquita Filho”
Fredson Pereira da Silva – Universidade Estadual do Ceará
Gabriel Gomes de Oliveira – Universidade Estadual de Campinas
Gilberto de Melo Junior – Instituto Federal do Pará
Givanildo de Oliveira Santos – Instituto Brasileiro de Educação e Cultura
Higor Costa de Brito – Universidade Federal de Campina Grande
Hugo José Coelho Corrêa de Azevedo – Fundação Oswaldo Cruz
Isabel Fontgalland – Universidade Federal de Campina Grande
Isane Vera Karsburg – Universidade do Estado de Mato Grosso
Israel Gondres Torné – Universidade do Estado do Amazonas
Ivo Batista Conde – Universidade Estadual do Ceará
Jaqueline Rocha Borges dos Santos – Universidade Federal Rural do Rio de Janeiro
Jessica Wanderley Souza do Nascimento – Instituto de Especialização do Amazonas
João Henriques de Sousa Júnior – Universidade Federal de Santa Catarina
João Manoel Da Silva – Universidade Federal de Alagoas
João Vitor Andrade – Universidade de São Paulo
Joilson Silva de Sousa – Instituto Federal do Rio Grande do Norte

- José Cândido Rodrigues Neto – Universidade Estadual da Paraíba
- Jose Henrique de Lacerda Furtado – Instituto Federal do Rio de Janeiro
- Josenita Luiz da Silva – Faculdade Frassinetti do Recife
- Josiney Farias de Araújo – Universidade Federal do Pará
- Karina de Araújo Dias – SME/Prefeitura Municipal de Florianópolis
- Katia Fernanda Alves Moreira – Universidade Federal de Rondônia
- Laís Portugal Rios da Costa Pereira – Universidade Federal de São Carlos
- Laíze Lantyer Luz – Universidade Católica do Salvador
- Lindon Johnson Pontes Portela – Universidade Federal do Oeste do Pará
- Lisiane Silva das Neves – Universidade Federal do Rio Grande
- Lucas Araújo Ferreira – Universidade Federal do Pará
- Lucas Capita Quarto – Universidade Federal do Oeste do Pará
- Lúcia Magnólia Albuquerque Soares de Camargo – Unifacisa Centro Universitário
- Luciana de Jesus Botelho Sodré dos Santos – Universidade Estadual do Maranhão
- Luís Paulo Souza e Souza – Universidade Federal do Amazonas
- Luiza Catarina Sobreira de Souza – Faculdade de Ciências Humanas do Sertão Central
- Manoel Mariano Neto da Silva – Universidade Federal de Campina Grande
- Marcelo Alves Pereira Eufrasio – Centro Universitário Unifacisa
- Marcelo Williams Oliveira de Souza – Universidade Federal do Pará
- Marcos Pereira dos Santos – Faculdade Rachel de Queiroz
- Marcus Vinicius Peralva Santos – Universidade Federal da Bahia
- Maria Carolina da Silva Costa – Universidade Federal do Piauí
- Maria José de Holanda Leite – Universidade Federal de Alagoas
- Marina Magalhães de Moraes – Universidade Federal do Amazonas
- Mário Cézar de Oliveira – Universidade Federal de Uberlândia
- Michele Antunes – Universidade Feevale
- Michele Aparecida Cerqueira Rodrigues – Logos University International
- Milena Roberta Freire da Silva – Universidade Federal de Pernambuco
- Nadja Maria Mourão – Universidade do Estado de Minas Gerais
- Natan Galves Santana – Universidade Paranaense
- Nathalia Bezerra da Silva Ferreira – Universidade do Estado do Rio Grande do Norte
- Neide Kazue Sakugawa Shinohara – Universidade Federal Rural de Pernambuco
- Neudson Johnson Martinho – Faculdade de Medicina da Universidade Federal de Mato Grosso
- Patrícia Appelt – Universidade Tecnológica Federal do Paraná
- Paula Milena Melo Casais – Universidade Federal da Bahia
- Paulo Henrique Matos de Jesus – Universidade Federal do Maranhão
- Rafael Rodrigues Gomides – Faculdade de Quatro Marcos
- Reângela Cíntia Rodrigues de Oliveira Lima – Universidade Federal do Ceará
- Rebeca Freitas Ivanickska – Universidade Federal de Lavras
- Renan Gustavo Pacheco Soares – Autarquia do Ensino Superior de Garanhuns
- Renan Monteiro do Nascimento – Universidade de Brasília
- Ricardo Leoni Gonçalves Bastos – Universidade Federal do Ceará
- Rodrigo da Rosa Pereira – Universidade Federal do Rio Grande
- Rubia Katia Azevedo Montenegro – Universidade Estadual Vale do Acaraú
- Sabryna Brito Oliveira – Universidade Federal de Minas Gerais
- Samuel Miranda Mattos – Universidade Estadual do Ceará
- Selma Maria da Silva Andrade – Universidade Norte do Paraná
- Shirley Santos Nascimento – Universidade Estadual Do Sudoeste Da Bahia
- Silvana Carloto Andres – Universidade Federal de Santa Maria

Silvio de Almeida Junior – Universidade de Franca
Tatiana Paschoalette R. Bachur – Universidade Estadual do Ceará | Centro Universitário Christus
Telma Regina Stroparo – Universidade Estadual do Centro-Oeste
Thayla Amorim Santino – Universidade Federal do Rio Grande do Norte
Thiago Sebastião Reis Contarato – Universidade Federal do Rio de Janeiro
Tiago Silveira Machado – Universidade de Pernambuco
Virgínia Maia de Araújo Oliveira – Instituto Federal da Paraíba
Virginia Tomaz Machado – Faculdade Santa Maria de Cajazeiras

Walmir Fernandes Pereira – Miami University of Science and Technology
Wanessa Dunga de Assis – Universidade Federal de Campina Grande
Wellington Alves Silva – Universidade Estadual de Roraima
William Roslindo Paranhos – Universidade Federal de Santa Catarina
Yáscara Maia Araújo de Brito – Universidade Federal de Campina Grande
Yasmin da Silva Santos – Fundação Oswaldo Cruz
Yuciara Barbosa Costa Ferreira – Universidade Federal de Campina Grande



2023 - Editora Amplia
Copyright da Edição © Editora Amplia
Copyright do Texto © Os autores
Editor Chefe: Leonardo Pereira Tavares
Design da Capa: Editora Amplia
Diagramação: Juliana Ferreira
Revisão: Os autores

Catalogação na publicação
Elaborada por Bibliotecária Janaina Ramos - CRB-8/9166

T291

Tendências e avanços científicos nas engenharias: aeronáutica, aeroespacial, eletrônica e de telecomunicações - Volume II / Denilson Paulo Souza dos Santos (Organizador). - Campina Grande/PB: Amplia, 2023.

Livro em PDF

ISBN 978-65-5381-138-6
DOI 10.51859/amplia.tac386.1223-0

1. Engenharia. I. Santos, Denilson Paulo Souza dos (Organizador). II. Título.

CDD 620

Índice para catálogo sistemático

I. Engenharia

Editora Amplia
Campina Grande – PB – Brasil
 contato@ampliaeditora.com.br
 www.ampliaeditora.com.br



2023

PREFÁCIO

Nas últimas décadas, temos testemunhado avanços incríveis no campo da ciência e da tecnologia, impulsionados pela incessante busca pelo conhecimento. O conhecimento científico não é apenas um conjunto de fatos estáticos, mas sim um processo dinâmico e interativo, composto por uma sucessão de etapas que envolvem a geração de ideias, aquisição de dados, experimentação e racionalização, visando à produção de conhecimento valioso para a sociedade.

No contexto da educação em engenharia, a capacidade analítica dos alunos desempenha um papel fundamental. Não basta apenas adquirir conhecimento teórico, é essencial desenvolver habilidades que permitam aos estudantes se tornarem pesquisadores em sua área, capazes de analisar problemas complexos e propor soluções inovadoras. Essa emancipação intelectual vai além do ambiente acadêmico estritamente e se estende para a formação de profissionais prontos para enfrentar os desafios da sociedade contemporânea.

É nesse contexto que a escrita científica desempenha um papel crucial. Através da produção científica, os estudantes universitários são capacitados a comunicar suas ideias de forma clara, precisa e fundamentada. Esse livro surge com a premissa de valorizar e incentivar a produção científica, promovendo a parceria entre docentes e estudantes como uma metodologia enriquecedora do processo de ensino-aprendizagem.

Ao integrar as áreas de conhecimento da engenharia aeronáutica e da engenharia eletrônica e de telecomunicações, com o propósito de concretizar e aplicar o conhecimento científico de forma tangível. Através dessa abordagem multidisciplinar, buscamos formar uma massa crítica de profissionais capazes de enfrentar os desafios complexos que a sociedade contemporânea nos apresenta.

É com grande satisfação que apresentamos esta obra, resultado do esforço conjunto de docentes e estudantes comprometidos com a excelência acadêmica e com a aplicação do conhecimento em benefício da sociedade. Esperamos que este livro seja um guia valioso para os estudantes de engenharia, oferecendo-lhes as ferramentas necessárias para se tornarem protagonistas ativos na geração e aplicação do conhecimento científico.

Além disso, este livro também busca estimular a formação de uma mentalidade empreendedora nos estudantes de engenharia. Através da integração entre teoria e prática, encorajamos os leitores a desenvolverem uma abordagem proativa diante dos desafios e oportunidades que surgem em suas trajetórias profissionais.

Ao longo desta obra, os leitores encontrarão exemplos práticos, estudos de caso e orientações sobre como realizar pesquisas científicas e projetos aplicados. Enfatizamos a importância da colaboração entre docentes e estudantes, criando um ambiente de aprendizagem enriquecedor e estimulante.

Acreditamos que a educação em engenharia deve transcender a mera transmissão de conhecimentos teóricos. Ela deve capacitar os futuros engenheiros a se tornarem agentes de transformação, aptos a enfrentar os desafios do mundo real e a contribuir para o desenvolvimento sustentável da sociedade.

Por fim, gostaríamos de expressar nossa gratidão a todos os envolvidos neste projeto, desde os autores que compartilharam seu conhecimento e expertise até os estudantes que se dedicaram à pesquisa e produção dos conteúdos apresentados. É com a colaboração de todos que tornamos possível a criação de uma engenharia pronta para enfrentar os problemas e demandas do mundo contemporâneo.

Desejamos a todos uma leitura inspiradora e enriquecedora, e esperamos que este livro seja uma ferramenta valiosa no caminho da formação de uma engenharia comprometida com a excelência acadêmica, a inovação e o impacto positivo na sociedade.

Esta obra é um compilado de artigos e trabalhos desenvolvidos pelos alunos, professores substitutos e egressos do campus da Universidade Estadual Paulista “Júlio Mesquita Filho” UNESP/ FESJ sob a tutela dos professores orientadores da nossa universidade.

Neste trabalho, contamos com a colaboração e o apoio financeiro das seguintes instituições: Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo (FAPESP), Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPQ), financiadora de Estudos e Projetos (FINEP) e Centro de Pesquisa e Inovação em Materiais e Estruturas (CEPIMATE).

SUMÁRIO

CAPÍTULO I - A INDÚSTRIA DE AERONAVES LEVES ESPORTIVAS NO BRASIL.....	10
CAPÍTULO II - UM ESTUDO SOBRE O COMPORTAMENTO AEROELÁSTICO DE UMA SEÇÃO TÍPICA UTILIZANDO AERODINÂMICA NÃO ESTACIONÁRIA NÃO LINEAR	20
CAPÍTULO III - UMA ABORDAGEM HISTÓRICA DOS DETRITOS ESPACIAIS.....	33
CAPÍTULO IV - IDENTIFICAÇÃO DE IMPEDÂNCIA DE REDE ELÉTRICA COM USO DA SEQUÊNCIA BINÁRIA PSEUDO-ALEATÓRIA .	47
CAPÍTULO V - USO DE MÉTODOS NUMÉRICOS EM APLICAÇÕES COM DADOS OBTIDOS POR SATÉLITES.....	61
CAPÍTULO VI - MALHA DE SINCRONISMO DE FASE - PLL (PHASE-LOCKED LOOP).....	70
CAPÍTULO VII - NANOSATÉLITE UNIVERISTÁRIO DE BAIXO CUSTO.....	82
CAPÍTULO VIII - PROJETO DE CONSTRUÇÃO DE BANCADA PARA MOTOR ELÉTRICO E MEDAÇÃO DE RUÍDO.....	93
CAPÍTULO IX - DESENVOLVIMENTO DE UMA METODOLOGIA EXPERIMENTAL UTILIZANDO CORRELAÇÃO DE IMAGENS DE DIGITAIS.....	101

CAPÍTULO I

A INDÚSTRIA DE AERONAVES LEVES ESPORTIVAS NO BRASIL

THE LIGHT SPORT AIRCRAFT INDUSTRY IN BRAZIL

DOI: 10.51859/AMPLA.TAC386.1223-1

Felipe Pinheiro ¹

Lucas Melo Falcão de Oliveira ²

Caio César Jardini Jordão ³

Leandra Isabel de Abreu ⁴

Denilson Paulo Souza dos Santos ⁵

¹ Mestrando em Engenharia Aeroespacial. Universidade Estadual Paulista – UNESP – Faculdade de Engenharia de São João da Boa Vista, SP

² Diretor de Produção - INPAER- Fabricação Paulista de Aeronáutica Importação e Exportação LTDA

³ Sócio fundador e proprietário da INPAER- Fabricação Paulista de Aeronáutica Importação e Exportação LTDA

⁴ Professora Assistente. Departamento de Engenharia Aeronáutica. Universidade Estadual Paulista – UNESP – Faculdade de Engenharia de São João da Boa Vista, SP.

⁵ Professor Associado. Departamento de Engenharia Aeronáutica. Universidade Estadual Paulista – UNESP – FESJ - Faculdade de Engenharia de São João da Boa Vista, SP.

RESUMO

A frota de aviões no Brasil e nos Estados Unidos, os dois países com as maiores frotas do mundo, é predominantemente composta por aeronaves da aviação geral como monomotores à pistão, o que inclui a categoria das aeronaves leves esportivas. O impacto econômico que estas aeronaves geram e o crescimento da frota mundial são expressivos. O presente trabalho discorre sobre a categoria das aeronaves leves esportivas desde sua definição até as normas e os meios de aceitação pelo órgão regulador. Nesta categoria, os fabricantes são responsáveis por cumprir os requisitos, testar e validar os produtos, garantindo sua conformidade. Essas aeronaves possuem direitos operacionais semelhantes às aeronaves certificadas, sem a necessidade de certificação, que pode ser custosa. A indústria de aeronaves leves esportivas oferece opções de aeronaves modernas e seguras para operações desde recreação até instrução de voo.

Palavras-chave: Aeronaves. Aeronaves Leves Esportivas. Indústria. Normas Consensuais.

ABSTRACT

The aircraft fleet in Brazil and the United States, the two countries with the largest fleets in the world, is predominantly composed of general aviation aircraft such as single-engine piston airplanes, which includes the category of light sport aircraft. The economic impact generated by these aircraft and the growth of the global fleet are significant. This paper discusses the category of light sport aircraft from its definition to the regulations and means of acceptance by the regulatory authority. In this category, manufacturers are responsible for complying with requirements, testing, and validating the products, ensuring their compliance. These aircraft have similar operational rights to certified aircraft, without the need for certification, which can be costly. The light sport aircraft industry offers modern and safe aircraft options for operations ranging from recreation to flight instruction.

Keywords: Aircraft. Light Sport Aircraft. Industry. Consensual Standards.

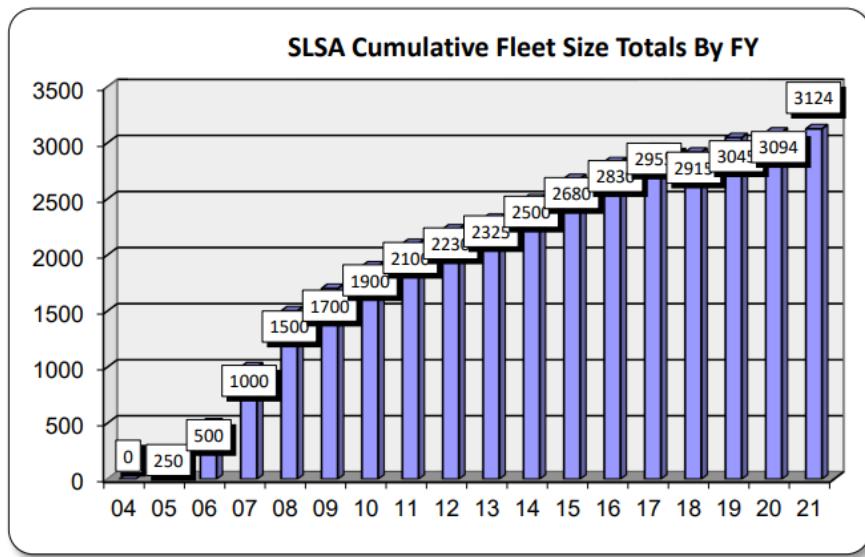
1. INTRODUÇÃO

A aviação geral compreende todas as aeronaves, sejam de asa fixa ou rotativa, excluindo as militares e as de linhas aéreas comerciais. Essa categoria inclui as aeronaves leves esportivas. A indústria da aviação geral tem um impacto significativo na economia global, geração de empregos, mobilidade de pessoas e bens, avanço tecnológico e treinamento de pilotos. As aeronaves da aviação geral são essenciais para diversos setores, como agricultura, transporte médico de emergência, combate a incêndios e acesso a áreas remotas. A acessibilidade proporcionada pelas aeronaves da aviação geral é notável, especialmente em regiões com poucos recursos terrestres de locomoção. Nos Estados Unidos, por exemplo, existem milhares de pistas disponíveis para aeronaves civis, mas apenas um número limitado permite a operação de aeronaves comerciais de grande porte (FAA). Em termos de vendas, a indústria aeronáutica movimenta bilhões de dólares anualmente, com a categoria de aeronaves a pistão sendo a menos afetada durante a pandemia de COVID-19. A demanda por combustível de aviação também é crescente, incentivando a busca por aeronaves mais econômicas e ambientalmente sustentáveis, como aquelas de baixo consumo horário ou elétricas, como é o caso das aeronaves leves esportivas.

A INPAER é uma empresa dedicada à fabricação de aeronaves leves, fundada em 2001. Dentro seus modelos projetados e fabricados estão as gerações do Conquest em suas versões 160, 180, 210 e Conquest 180 LSA, Excel e Excel Cargo, e a aeronave de 4 lugares Explorer, tendo sido fabricada em fuselagem de fibra de vidro e também em alumínio. Essas aeronaves foram projetadas com o objetivo de oferecer conforto, segurança no transporte privado de pessoas e todas foram da categoria de aeronaves experimentais, cuja operação é de responsabilidade do operador e não cumpre nenhum requisito de certificação.

Com base na experiência adquirida com a fabricação de aeronaves, os sócios da INPAER fundaram a Texas Aircraft nos Estados Unidos para a introdução do modelo Colt 100, uma aeronave leve esportiva que cumpre os padrões de aeronavegabilidade da categoria seguindo os padrões American Society of Testing and Materials (ASTM International). No ano de 2023, a INPAER foi o oitavo fabricante nacional reconhecido pela Agência Nacional de Aviação Civil (ANAC) com a introdução do modelo Colt 100 ao mercado nacional. A listagem dos fabricantes brasileiros segundo a ANAC conta com as seguintes empresas: Aeroálcool, Trike Ícarus, Montaer, Seamax, Scoda, Rupert, Paradise e Inpaer.

Figura 1 – Frota crescente de aeronaves leves esportivas nos EUA



Fonte: FAA.

2. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

2.1. Aeronaves Leves Esportivas

Segundo o Regulamento Brasileiro de Aviação Civil (RBAC) nº 01, uma aeronave leve esportiva é definida como uma aeronave de asa fixa com capacidade de até 02 pessoas, peso máximo de 600 kg para operação terrestre e 650 kg para operação anfíbia, a propulsão pode ser à combustão ou elétrica, sua velocidade de stall (a velocidade em que a aeronave perde sua sustentação) máxima sem flaps (dispositivos hipersustentadores nas asas) é de 45 nós calibrados e velocidade máxima em potência máxima contínua é de 120 nós calibrados.

Uma aeronave leve esportiva é dita especial quando cumpre com todos os requisitos das normas e é reconhecida assim pela ANAC e usufrui de todos os tipos de operações permitidas, como o treinamento de pilotos e reboque de planadores. Já uma aeronave leve esportiva é dita experimental quando não cumpre algum dos requisitos e possui restrições operacionais, como a proibição do voo sobre áreas densamente povoadas.

É mandatório o cumprimento das normas consensuais da indústria, dentre as quais ditam as características que a aeronave deve possuir, como é o caso da norma ASTM F2245. Os equipamentos instalados devem cumprir certos requisitos, possuindo no mínimo o cumprimento das normas ASTM para sua categoria (motor e hélice). A configuração inicial da aeronave não pode ser modificada sem o conhecimento da ANAC ou autorização do fabricante.

Para pilotar uma aeronave leve esportiva no Brasil, é necessário possuir a habilitação de piloto aerodesportivo ou piloto privado. Atualmente, há 23 modelos de aeronaves leves esportivas reconhecidos pela ANAC, sendo 8 destes de fabricação nacional.

2.2. Normas Consensuais da Indústria

As aeronaves leves esportivas têm sua aeronavegabilidade regida por um conjunto de regras chamado de normas consensuais, estabelecidas pela ASTM.

Estas normas elaboradas e publicadas pela ASTM descrevem os requisitos para aeronaves leves esportivas, sendo que a norma F2245 (Standard Specification for Design and Performance of a Light Sport Airplane) especifica requisitos de configuração, de performance, estabilidade, cargas, estruturas e de operação para aeronaves leve esportivas de asa fixa.

As normas permitem que os governos, indústrias e consumidores trabalhem em conjunto para desenvolver padrões operacionais que corroborem com a segurança.

É de suma responsabilidade do fabricante cumprir com os requisitos, testá-los e validá-los, onde o documento final emitido para cada número de série produzido é uma declaração de conformidade do fabricante, responsabilizando-se pelo produto, conforme especificado no RBAC nº 21.

O benefício desta categoria para os fabricantes é que as aeronaves usufruem dos mesmos direitos operacionais que aeronaves certificadas segundo o RBAC nº 23 sem que haja o custo da certificação associado, que no Brasil hoje é avaliado é a partir de uma taxa de R\$100.000,00.

O fabricante valida o produto através do projeto detalhado, ensaios estruturais estáticos, ensaios em solo e ensaios em voo e todo o processo é documentado através de relatórios de engenharia e desenhos técnicos. Por fim, o fabricante adota ou desenvolve um sistema de produção, de controle da qualidade e de aeronavegabilidade continuada e solicita o processo de Aceitação de modelo dirigido pela ANAC.

A agência realiza uma vistoria da aeronave produzida e do sistema de produção com o intuito de compreender os materiais técnicos do fabricante (manuais, documentos de produção, etc) quanto a sua metodologia e validade, avaliar a segurança operacional da aeronave e conhecer o sistema de garantia da qualidade.

Quanto ao sistema fabril, são exigidos a rastreabilidade de material, a conformidade de material utilizado, as instruções de trabalho fornecidas aos colaboradores, a rastreabilidade e reproduzibilidade dos processos e as inspeções de qualidade realizadas em cima de peças e componentes fabricados.

2.2.1. Colt 100

O Colt 100 é uma aeronave leve esportiva projetada pela Texas Aircraft Brasil, detentora dos direitos industriais e fabricada pela INPAER LTDA no Brasil na cidade de Campinas, São Paulo e pela Texas Aircraft Manufacturing nos Estados Unidos, na cidade de Hondo, Texas.

Figura 2 – Aeronave modelo Colt 100 em voo



Fonte: Autoria Própria.

O Colt 100 é asa alta de estrutura semi-cantilever, com trem de pouso triciclo fixo, utiliza o motor Rotax 912 ULS de 100 hp de potência com dupla carburação e uma hélice Stern tri-pá 69 polegadas em material composto. Sua fuselagem é em alumínio aeronáutico com rebites sólidos e sua célula de sobrevivência é fabricada em aço cromo-molibdênio. As carenagens de trem de pouso, portas, pontas das asas e estabilizadores e capôs são de fibra de carbono. O sistema de aviônicos recebe um painel digital Garmin G3X Touch, que concentra os dados de voo e de motor da aeronave, instrumentos analógicos de redundância para os dados de voo, rádio comunicador e transponder, piloto automático de 3 eixos (arfagem, rolagem e guinada), e, opcionalmente, para-quedas balístico.

Figura 3 – Motor Rotax 912 ULS



Fonte: Rotax Engines.

Figura 4 – Painel do Colt 100



Fonte: Autoria Própria.

As chapas de alumínio que constituem sua estrutura são cortadas em Router CNC, passando individualmente pelo processo de avaliação pelo gerente da qualidade.

Figura 5 – Router CNC



Fonte: Autoria Própria.

As peças em fibra de carbono são manufaturadas sobre moldes permanentes. Na linha de produção são iniciadas as montagens dos conjuntos como fuselagem, asas, estabilizadores e vão até a montagem final, onde toda a célula é finalizada e passa a receber componentes como o sistema elétrico e de aviônicos, motor e hélice.

Figura 6 – Laminação de peça em fibra de carbono



Fonte: Autoria Própria.

Figura 7 – Linha de produção do Colt 100



Fonte: Autoria Própria.

Com características de voo dóceis e sua recente aceitação pela ANAC como Aeronave Leve Esportiva Especial, o Colt pode ser utilizado para o aerodesporto, como aeronave de ligação ou como treinador, podendo operar em condições visuais em período diurno e também noturno.

Sua ficha técnica com resumo de performance é demonstrada na tabela a seguir:

Tabela 1 – Tabela com ficha técnica e resumo de performance do Colt 100

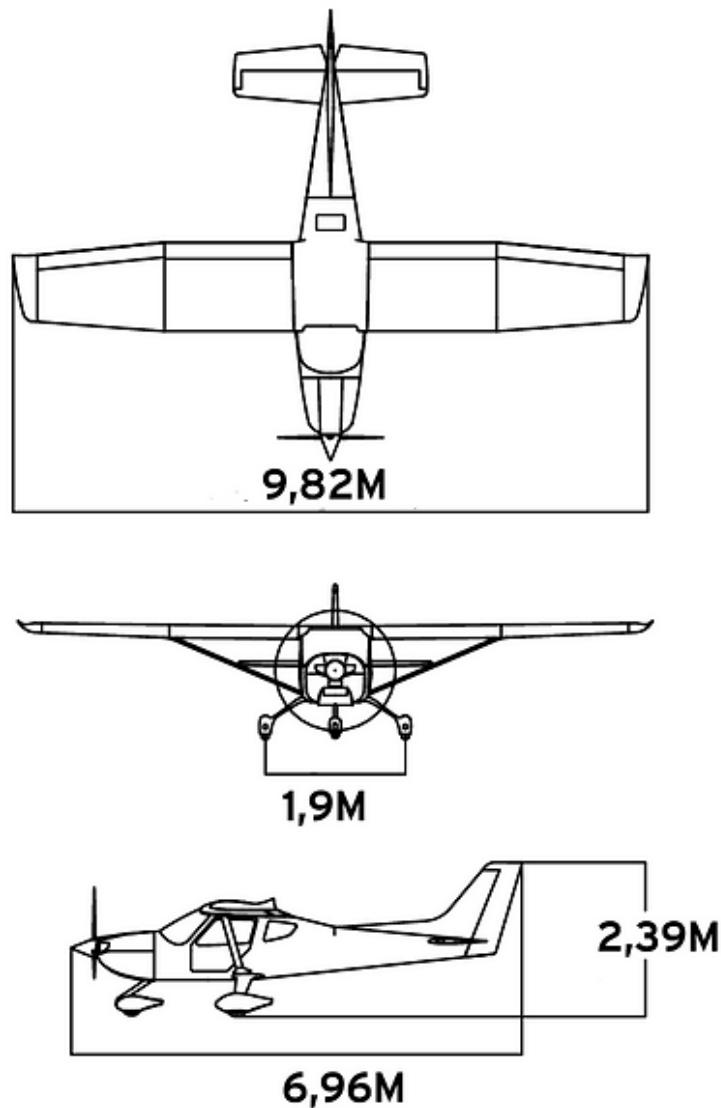
Capacidade	2 Tripulantes
Comprimento	6.96 m
Altura	2.39 m
Envergadura	9.82 m
Altura da Cabine	1.18 m
Largura do Assento	0.40 m
Peso Máximo do Bagageiro	20 kg
Dimensão do Bagageiro	0.96 x 0.56 m
Distância de Decolagem (50 pés de obstáculo)	361 m
Distância de Pouso (50 pés de obstáculo)	348 m
Razão de Subida Máxima	760 pés/min
Teto de Serviço	14500 pés
Peso Vazio	386 kg
Carga Útil	212 kg

Velocidade Máxima de Cruzeiro	118 KTAS
Velocidade de Cruzeiro a 75% de potência	110 KTAS
Velocidade de Stall s/ Flaps	44 KCAS
Velocidade de Stall c/ Flaps	38 KCAS

Fonte: Autoria própria.

Uma imagem três vistas com cotas em metros é demonstrada a seguir:

Figura 8 – Três Vistas do Colt 100 com cotas em metros



Fonte: Autoria Própria.

3. CONSIDERAÇÕES FINAIS

O setor de aeronaves leves esportivas é crescente e associa-se isso à busca pela segurança e redução de custo operacional, favorecendo os operadores privados e os centros de instrução de voo.

A presença da indústria de aeronaves leves no Brasil favorece o país tanto no âmbito econômico quanto tecnológico e logístico, elevando o nível de capacitação técnica da mão de obra e contribuindo para a modernização da frota de aeronaves em operação.

REFERÊNCIAS

"Regulamento Brasileiro de Aviação Civil, RBAC nº 01, Emenda nº 13",
<https://www.anac.gov.br/assuntos/legislacao/legislacao-1/rbha-e-rbac/rbac/rbac-01>,
acesso em 13 de junho de 2023.

"Regulamento Brasileiro de Aviação Civil, RBAC nº 21, Emenda nº 09",
<https://www.anac.gov.br/assuntos/legislacao/legislacao-1/rbha-e-rbac/rbac/rbac-21>,
acesso em 13 de junho de 2023.

"Regulamento Brasileiro de Aviação Civil, RBAC nº 23, Emenda nº 64",
<https://www.anac.gov.br/assuntos/legislacao/legislacao-1/boletim-de-pessoal/2019/31s1/anexo-i-rbac-no-23-emenda-64>,
acesso em 13 de junho de 2023.

"ANAC emite reconhecimento de Aeronave Leve Esportiva (ALE) para fabricante brasileiro", <https://www.gov.br/anac/pt-br/noticias/2023/anac-emite-reconhecimento-de-aeronave-levae-esportiva-ale-para-fabricante-brasileiro>, acesso em 13 de junho de 2023.

"Continued Operational Safety (COS)",
https://www.faa.gov/aircraft/air_cert/continued_operation, acesso em 13 de junho de 2023.
"ASTM International", <https://www.astm.org/>, acesso em 13 de junho de 2023.

ASTM F2245-20: Standard Specification for Design and Performance of a Light Sport Airplane, 2020.

"Colt 100", <https://www.inpaer.com.br/colt100>, acesso em 13 de junho de 2023.

"Aeronaves Leves Esportivas no Brasil",
https://sistemas.anac.gov.br/certificacao/AvGeral/ProcessoH03/ALE_LSA.pdf, acesso em 13 de junho de 2023

CAPÍTULO II

UM ESTUDO SOBRE O COMPORTAMENTO AEROELÁSTICO DE UMA SEÇÃO TÍPICA UTILIZANDO AERODINÂMICA NÃO ESTACIONÁRIA NÃO LINEAR

A STUDY ON THE AEROELASTIC BEHAVIOR OF AN AIRFOIL TYPICAL SECTION CONSIDERING NONLINEAR UNSTEADY AERODYNAMICS

DOI: 10.51859/AMPLA.TAC386.1223-2

Lucas Victorelli Caravita ¹
Giovanne Sooma Assunção Silva ²
Luís Felipe Moreira da Silva Cassales ³
Vagner Cândido de Sousa ⁴

¹ Mestrando em Engenharia Elétrica. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica Interunidades ICTS/FESJ – Unesp, SP

² Graduando em Engenharia Aeronáutica. Faculdade de Engenharia de São João da Boa Vista. Universidade Estadual Paulista "Júlio de Mesquita Filho" (FESJ – Unesp), SP

³ Mestrando em Engenharia Elétrica. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica Interunidades ICTS/FESJ – Unesp, SP

⁴ Professor Assistente Doutor. Departamento de Engenharia Aeronáutica. Faculdade de Engenharia de São João da Boa Vista. Universidade Estadual Paulista "Júlio de Mesquita Filho" (FESJ – Unesp), SP

RESUMO

Este estudo compara resultados de simulação do comportamento aeroelástico de uma seção típica considerando dois modelos aerodinâmicos não estacionários distintos, sendo um deles linear e o outro não linear, para diferentes condições de velocidade do escoamento (para velocidades abaixo, acima e na velocidade crítica de flutter do aerofoílio). Os modelos aerodinâmicos considerados são o modelo de Edwards (uma aproximação para o modelo clássico de Theodorsen representada no espaço de estados e capaz de representar movimentos arbitrários), que trata o carregamento aerodinâmico como linear, e o modelo de Beddoes-Leishman, que trata o carregamento aerodinâmico como uma combinação de contribuições linear e não linear. O principal objetivo do estudo é investigar efeitos associados ao estol dinâmico em casos acima da velocidade crítica de flutter (quando há manifestação expressiva de efeitos não lineares). Conforme esperado, os resultados mostram que o modelo de Beddoes-Leishman representa a resposta aeroelástica do aerofoílio

de maneira mais realista (comparando-se com resultados da literatura), prevendo a transformação de comportamentos instáveis típicos de flutter em oscilações persistentes mesmo quando velocidades superiores à velocidade linear crítica são consideradas.

Palavras-chave: Aeroelasticidade. Aerodinâmica não linear. Flutter. Estol dinâmico.

ABSTRACT

This study compares simulation results for the aeroelastic behavior of an airfoil typical section by considering two distinct unsteady aerodynamics models, one of them linear and the other a nonlinear one, for different airflow speeds (at airflow speeds below, at and above the airfoil critical linear flutter speed). The considered aerodynamic models are the Edwards' model (an approximation to the classical Theodorsen model cast into state-space representation and able to represent arbitrary airfoil motion), that treats the aerodynamic loading in a linear fashion, and the

Beddoes-Leishman model, that treats the aerodynamic loading as a combination of linear and nonlinear contributions. The main goal of this study is to investigate the effects related to the dynamic stall phenomenon at airflow speeds above the linear critical flutter speed (with expressive manifestation of nonlinear effects). As expected, simulation results show that the Beddoes-Leishman model represents

the aeroelastic response of the airfoil more realistically, predicting the transformation of typical flutter unstable responses into stable limit-cycle oscillations at post-flutter airflow speeds.

Keywords: Aeroelasticity. Nonlinear aerodynamics. Flutter. Dynamic stall.

1. INTRODUÇÃO

Caracterizam-se os fenômenos aeroelásticos como uma interação entre três forças, aerodinâmicas, elásticas e iniciais, dentro de um determinado domínio. Assim, qualquer fenômeno que se manifeste como uma combinação da interação de duas, ou três dessas forças pode ser enquadrado como um fenômeno aeroelástico (COLLAR, 1946). Historicamente para o setor aeronáutico um fenômeno aeroelástico de grande destaque é o *flutter*, isso se deve principalmente a seu potencial de natureza catastrófica, estando envolvido em diversos incidentes e acidentes da área.

O fenômeno do *flutter* é considerado como uma instabilidade dinâmica, que se manifesta a partir de uma determinada velocidade do escoamento, considerado o parâmetro crítico do sistema. Resumidamente, o fenômeno pode ser entendido como sendo: estável para velocidades abaixo da velocidade crítica, marginalmente estável na velocidade crítica e instável para velocidades acima da crítica, onde ocorre o aparecimento das oscilações autossustentadas. O surgimento dessas oscilações autossustentadas é justamente o motivo da natureza catastrófica do *flutter*, uma vez que, fisicamente isso se traduz em deslocamentos de amplitudes cada vez maiores, até que ocorra o colapso da estrutura (DIMITRADIS, LI, 2009).

Para modelos aerodinâmicos lineares, o comportamento típico de *flutter* discutido acima é o esperado. No entanto, em condições específicas, não linearidades podem ser adicionadas ao sistema, de maneira que as oscilações autossustentadas de amplitude crescente venham a ser substituídas por oscilações ciclo-limite (*LCOs, limit-cycle oscillations*) de amplitude constante (DOWELL, EDWARDS, STRAGNAC, 2003). Em sistemas aeroelásticos, uma fonte de não linearidade são os efeitos advindos do estol dinâmico, que é resultante da perda das forças de sustentação sobre o aerofólio, por conta da separação do escoamento (DIMITRADIS, LI, 2009).

No presente capítulo busca-se comparar a resposta de um sistema aeroelástico quando empregados dois modelos aerodinâmicos diferentes: um deles o modelo de Edwards, que

representa uma aerodinâmica linear, e o outro o modelo Beddoes-Leishman (*BL*), que representa uma aerodinâmica não linear.

2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1. Modelo de Beddoes-Leishman

O modelo de *BL* surgiu como uma necessidade da representação de aerodinâmicas mais complexas que estão presentes no estudo de asas rotativas. Foi inicialmente proposto através do uso de funções indiciais (LEISHMAN, BEDDOES, 1989), e posteriormente adaptado para uma representação em espaço de estados. A representação em espaço de estados foi a escolhida devido a sua relativa facilidade em implementação.

Para a representação da aerodinâmica pelo modelo de *BL*, têm-se um sistema de EDOs de 12 estados, sendo: 8 correspondentes a porção linear do escoamento, 3 referentes ao descolamento progressivo do escoamento no bordo de fuga (fenômeno não linear) e o estado restante correspondente ao processo do estol dinâmico. Os estados referentes a porção linear são apresentados na Equação (2.1.1) e (2.1.2).

$$\{\dot{x}\} = [A]\{x\} + [B] \begin{Bmatrix} \alpha \\ q \end{Bmatrix} \quad (2.1.1)$$

$$\begin{Bmatrix} C_N^p \\ C_M^p \end{Bmatrix} = [C]\{x\} + [D] \begin{Bmatrix} \alpha \\ q \end{Bmatrix} \quad (2.1.2)$$

Onde, as matrizes A, B, C e D, são dependentes de constantes semiempíricas do modelo, assim como da velocidade do escoamento. Os termos α e q (ângulo de ataque e taxa de arfagem, respectivamente), são as entradas relacionadas a parte estrutural do problema. Utilizando a resposta da parte linear do problema, é possível se determinar o ângulo efetivo de ataque (α_E), dado pela Equação (2.1.3), esse termo está associado aos efeitos viscosos sobre o aerofólio.

$$\alpha_E(t) = \beta^2 \left(\frac{2V_\infty}{c} \right) (A_1 x_1 b_1 + A_2 x_2 b_2) \quad (2.1.3)$$

Conforme mencionado anteriormente a parte não linear do problema é modelada por 4 estados diferentes. O primeiro desses estados está relacionado ao estol. Correções são propostas considerando-se condições não estacionárias para o modelo de estol baseado na pressão crítica no bordo de ataque de (EVANS, MORT, 1959). Portanto, a pressão é associada com forças normais aerodinâmicas (C_N), assim como com um atraso devido a parte não estacionária (C'_N).

$$\dot{x}_9 = \left(\frac{2V_\infty}{c} \right) \frac{-x_9 + C_N^p(t)}{T_P} \quad (2.1.4)$$

$$x_9 = C'_N(t) \quad (2.1.5)$$

Na Equação (2.1.4), o termo $(2V_\infty/c)$ é uma constante que torna a equação dimensional, e $C_N^P(t)$ é o valor obtido pela Equação (2.1.2) e T_P uma constante de tempo. O valor obtido através da Equação (2.1.5) é usado para se determinar a condição do escoamento, se $|C'_N| \geq C_{N_1}$ haverá o descolamento do escoamento, onde C_{N_1} é o valor crítico para a força normal em condições estáticas, e após ocorrido o descolamento do escoamento haverá seu reatamento quando $|C'_N| < C_{N_1}$.

Os próximos dois estados, estão associados a cargas aerodinâmicas derivadas do modelo de *Kirchhoff* para uma placa plana, e representam a separação do escoamento e o desprendimento de vórtices no bordo de fuga do perfil. Para encontrar o ponto onde a separação do escoamento ocorre, é necessário se determinar um ângulo de ataque equivalente (α_F) (CHANTHARASENAWONG, 2007), que leve em conta os efeitos não lineares e encontra um ângulo equivalente para o caso estático que resultaria na mesma pressão no bordo de ataque, dessa maneira usando o termo dado pela Equação (2.1.5) e a inclinação da curva de força normal (C_{N_α}), têm-se a Equação (2.1.6).

$$\alpha_F = \frac{C'_N}{C_{N_\alpha}} \quad (2.1.6)$$

Com α_F , determina-se a partir da Equação (2.1.7), a posição da separação do escoamento. Onde os termos s_1 e s_2 são coeficientes empíricos, e α_1 o ângulo de estol estático, considerado para um valor de $f = 0.7$ na maior parte dos aerofólios. Os valores adotados para esses termos foram tomados das referências (SANTOS, PEREIRA, MARQUES, 2017) e (SANTOS, MARQUES, HAJJ, 2019).

$$f(\hat{\alpha}) = \begin{cases} 1 - 0.3e^{\frac{|\hat{\alpha}| - \alpha_1}{s_1}} se |\hat{\alpha}| \leq \alpha_1 \\ 0.04 - 0.66e^{\frac{\alpha_1 - |\hat{\alpha}|}{s_2}} se |\hat{\alpha}| > \alpha_1 \end{cases} \quad (2.1.7)$$

Dessa maneira, o próximo estado será calculado pela Equação (2.1.8) e Equação (2.1.9).

$$\dot{x}_{10} = \left(\frac{2V_\infty}{c} \right) \frac{-x_{10} + f(\alpha_F)}{T_f} \quad (2.1.8)$$

$$x_{10} = f''(t) \quad (2.1.9)$$

O termo $f''(t)$ corresponde a separação do escoamento levando em conta atrasos no escoamento, e T_f varia de acordo com as condições do escoamento discutidas para C'_N . Para a condição de desprendimento de vórtices T_f é dado pelas condições apresentadas na Equação (2.1.10).

$$T_f = \begin{cases} T_{f0} \leq \tau_v \leq T_{vl} e \alpha \dot{\alpha} \geq 0 \\ \frac{1}{3} T_{f0} \leq \tau_v \leq 2 T_{vl} e \alpha \dot{\alpha} \geq 0 \\ \frac{1}{2} T_{f0} \leq \tau_v \leq T_{vl} e \alpha \dot{\alpha} < 0 \\ 4 T_{f0} \leq \tau_v \end{cases} \quad (2.1.10)$$

Onde T_{f0} e T_{vl} são parâmetros empíricos e $\tau_v = 2V_\infty/c$ (um contador que marcha com tempo adimensional). Durante essa fase, há uma mudança em α_1 , com incrementos dependentes de um δ_{α_1} , conforme a Equação (2.1.11).

$$\alpha_1 = \begin{cases} \alpha_{10} e \alpha \dot{\alpha} \geq 0 \\ \alpha_{10} - (1 - \alpha_{10})^{0.25} \delta_{\alpha_1} e \alpha \dot{\alpha} < 0 \end{cases} \quad (2.1.11)$$

Após ocorrer o reatamento do escoamento, a nova expressão pra T_f é dada pela Equação (2.1.12), e o valor de α_1 volta a ser o ângulo crítico para o caso estático.

$$T_f = \begin{cases} T_{f0} e f'' \geq 0.7 \\ 2 T_{f0} e f'' < 0.7 \end{cases} \quad (2.1.12)$$

$$\alpha_1 = \alpha_{10} \quad (2.2.13)$$

O próximo estado advém de uma modificação no modelo de *Kirchhoff* para o momento de arfagem na região de desprendimento de vórtices (LEISHMAN, BEDDOES, 1989). Onde o termo f_m da Equação (2.1.15) é semelhante ao termo descrito pela Equação (2.1.9).

$$\dot{x}_{11} = \left(\frac{2V_\infty}{c} \right) \frac{2(-x_{11} + f(\alpha_F))}{T_{f0}} \quad (2.1.14)$$

$$x_{11} = f_m(t) \quad (2.1.15)$$

A partir dos termos obtidos anteriormente, os carregamentos aerodinâmicos podem ser dados pelas expressões apresentadas na Equação (2.1.16).

$$\begin{cases} C_N^f(t) = C_N^c(t) \left(\frac{1 + \sqrt{f''}}{2} \right)^2 \\ C_M^f(t) = C_N^c(t) \{ K_0 + K_1(1 - f) + K_2 \sin(\pi f^2) \} + C_{M_0} \\ C_T^f(t) = \eta C_{N_\alpha} \sqrt{f''} \left(\frac{C_N^c}{C_{N_\alpha}} \right)^2 \end{cases} \quad (2.1.16)$$

Sendo K_0 , K_1 e K_2 , valores empíricos, f , o maior valor entre x_{10} e x_{11} , e $C_N^c = C_{N_\alpha} \alpha_E$. O último estado é referente ao estol dinâmico, as condições discutidas para C_N' são novamente levadas em conta. Anterior ao desprendimento do escoamento, os vórtices característicos desse processo são desprezados, após a condição de desprendimento ser atingida o comportamento será dado pela Equação (2.1.17) e Equação (2.1.18).

$$\dot{x}_{12} = \left(\frac{2V_\infty}{c} \right) \frac{-x_{12} + \dot{C}_v}{T_v} \quad (2.1.17)$$

$$x_{12} = C_N^v(t) \quad (2.1.18)$$

Novamente se fazem presentes termos empíricos (T_{v0} e T_{vl}) e o contador τ_v , para o cálculo do termo T_v , utiliza-se a Equação (2.1.19).

$$T_v = \begin{cases} T_{v0} \text{ se } 0 \leq \tau_v \leq T_{vl} e \alpha \dot{\alpha} \geq 0 \\ 0.25 T_{v0} \text{ se } T_{vl} < \tau_v \leq 2 T_{vl} e \alpha \dot{\alpha} \geq 0 \\ 0.5 T_{v0} \text{ se } 0 \leq \tau_v \leq T_{vl} e \alpha \dot{\alpha} < 0 \\ 0.9 T_{v0} \text{ se } 2 T_{vl} \leq \tau_v \end{cases} \quad (2.1.19)$$

Através das condições consideradas determina-se o coeficiente de força normal pela Equação (2.1.20) e o coeficiente de momento pela Equação (2.1.21).

$$C_v = \begin{cases} C_N^c \left[1 - 0.25 \left(1 + \sqrt{f''} \right)^2 \right] \text{ se } \tau_v \leq 2 T_{vl} \\ 0 \text{ se } \tau_v > 2 T_{vl} \end{cases} \quad (2.1.20)$$

$$C_M^v(t) = -0.25 \left[1 - \cos \left(\frac{\pi \tau_v}{T_{vl}} \right) \right] C_N^v \quad (2.1.21)$$

Portanto, a resposta aerodinâmica final será dada pela Equação (2.1.22) e (2.1.23).

$$C_{m_{ra}}(t) = C_M^p(t) + C_M^f(t) + C_m^v(t) + [C_N^p(t) - C_N^c(t) + C_N^f(t) + C_N^v(t)](X_{ea} - X_{ac}) \quad (2.1.22)$$

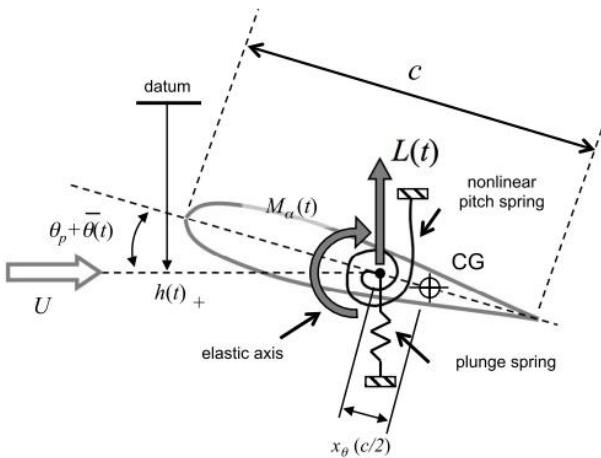
$$C_l(t) = [C_N^p(t) - C_N^c(t) + C_N^f(t) + C_N^v(t)] \cos \alpha(t) - C_T^f(t) \sin \alpha(t) \quad (2.1.23)$$

2.2. Modelo Estrutural

O modelo estrutural utiliza a clássica representação para uma seção típica com 2 graus de liberdade, conforme descrito pela Figura 2.2.1. A representação em espaço de estados adimensional para a parte estrutural é dada na Equação (2.2.1).

$$\begin{bmatrix} \mu & x_\theta \\ x_\theta & r_\theta^2 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \ddot{h}(t) \\ \ddot{\theta}(t) \end{Bmatrix} + \begin{bmatrix} \zeta_h & 0 \\ 0 & \zeta_\theta \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \dot{h}(t) \\ \dot{\theta}(t) \end{Bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \eta_\theta^2 r_\theta^2 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \dot{h}(t) \\ \dot{\theta}(t) \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} -\dot{L} \\ \dot{M}_\theta \end{Bmatrix} \quad (2.2.1)$$

Figura 2.2.1 – Seção Aeroelástica Típica



Fonte: (SANTOS, PEREIRA, MARQUES, 2017)

Onde os termos, μ é a razão da massa do aerofólio em relação a massa total, η_θ é a razão de frequência, r_θ é o raio de giração adimensional, x_θ é a distância adimensional entre o centro elástico e o CG, e ζ_h e ζ_θ são razões de amortecimento. Utilizando os valores para o ângulo de ataque (α) e o taxa de arfagem (q), junto da Equação (2.2.2), pode-se determinar as entradas para o modelo de BL .

$$\begin{cases} \alpha(t) = \theta(t) + \arctan\left[\frac{\dot{h}(t)}{V_\infty}\right] \\ q(t) = \left(\frac{c}{V_\infty}\right)\dot{\theta}(t) \end{cases} \quad (2.2.2)$$

2.3. Modelo de Edwards

O modelo de Edwards, utilizado em (SOUSA, DE MARQUI, 2014) para representar o comportamento aeroelástico de um aerofólio associado a elementos pseudoelásticos baseados em ligas com memória de forma (testado experimentalmente em (SOUSA, DE MARQUI, 2018)), utiliza uma matriz de espaço de estados para a parte estrutural, que pode ser vista na Equação (2.3.1), e nas Equações (2.3.2 e 2.3.3), para a sustentação e o momento aerodinâmico, onde assim como no caso de Beddoes-Leishman a parte estrutural utiliza a saída aerodinâmica como entrada e vice-versa.

$$\begin{bmatrix} I & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x}_s \\ \ddot{x}_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -I \\ K & B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_s \\ \dot{x}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ F \end{bmatrix} \quad (2.3.1)$$

$$M_\alpha = -\rho b^2 \left[\pi \left(\frac{1}{2} - a \right) U b \dot{\alpha} + \pi b^2 \left(\frac{1}{8} + a^2 \right) \ddot{\alpha} - \dot{\alpha} \pi b \ddot{h} \right] + 2\rho U b^2 \pi \left(a + \frac{1}{2} \right) C_{(K)} f_{(t)} \quad (2.3.2)$$

$$L = -\rho b^2 (U \pi \dot{\alpha} + \pi \ddot{h} - \pi b a \ddot{\alpha}) - 2\pi \rho U b C_{(K)} f_{(t)} \quad (2.3.3)$$

Onde x_s é uma matriz 2x1 que contém o ângulo de ataque α e o parâmetro de translação h . O parâmetro F também é uma matriz 2x1 que contém os valores, respectivamente, de momento e sustentação aerodinâmicos. Já os termos M , K e B representam a massa, rigidez e amortecimento sem as contribuições não circulatórias do aerofólio. No caso do modelo de Edwards, entretanto, é possível acoplar as equações estrutural e aerodinâmica, obtendo-se a Equação (2.3.4),

$$\begin{bmatrix} I & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x}_s \\ \ddot{x}_s \\ \dot{x}_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & I & 0 \\ K & B & D \\ E_1 & E_2 & F_P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_s \\ \dot{x}_s \\ x_a \end{bmatrix} \quad (2.3.4)$$

Os termos E_1 e E_2 , representam equações de primeira ordem do modelo aerodinâmico. Esses termos são demonstrados na Equação (2.3.7).

$$\begin{aligned} E_1 &= \left(\frac{1}{\omega_h}\right)^2 \left(\frac{U}{b}\right) \begin{bmatrix} 0 \\ S_1 \end{bmatrix} \\ E_2 &= \frac{1}{\omega_h} \begin{bmatrix} 0 \\ S_2 \end{bmatrix} \\ D &= \frac{1}{\omega_h^2} D \end{aligned} \quad (2.3.7)$$

Os termos M (termo de massa), K (termo de rigidez) e B (termo de amortecimento) estão expressos nas Equações (2.3.8, 2.3.9 e 2.3.10).

$$M = M_s - \frac{\rho b^2}{m} M_{nc} \quad (2.3.8)$$

$$K = K_s - \frac{\rho b^2}{m} \left(\frac{U}{\omega_h b}\right)^2 \left(K_{nc} + \frac{1}{2} R S_1\right) \quad (2.3.9)$$

$$B = B_s - \frac{\rho b^2}{m} \left(\frac{U}{\omega_h b}\right) \left(B_{nc} + \frac{1}{2} R S_2\right) \quad (2.3.10)$$

Os termos M_{nc} , K_{nc} e B_{nc} representam contribuições não circulatórias da massa, rigidez e amortecimento respectivamente. Os parâmetros R , S_1 , S_2 e S_3 são vetores relacionados a parte circulatória do sistema, a parte que corresponde aos termos não circulatórios pode ser vista nas Equações (2.3.11, 2.3.12 e 2.3.13).

$$M_{nc} = \begin{bmatrix} -\pi \left(\frac{1}{8} + a^2\right) & -2T_{13} & \pi a \\ -2T_{13} & \frac{T_3}{\pi} & T_1 \\ \pi a & T_1 & -\pi \end{bmatrix} \quad (2.3.11)$$

$$K_{nc} = \begin{bmatrix} 0 & -(T_{10} + T_4) & 0 \\ 0 & \frac{1}{\pi} (T_4 T_{10} - T_5) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.3.12)$$

$$B_{nc} = \begin{bmatrix} \pi\left(a - \frac{1}{2}\right) & 2\rho + \left(\frac{1}{2} - a\right)T_4 & 0 \\ -\rho + T_1 + \frac{T_4}{2} & \frac{T_{11}T_4}{2\pi} & 0 \\ -\pi & T_4 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.3.13)$$

Os vetores correspondentes ao sistema circulatório são mostrados nas Equações (2.3.14, 2.3.15, 2.3.16 e 2.3.17).

$$R = \begin{bmatrix} 2\pi\left(a + \frac{1}{2}\right) \\ -T_{12} \\ -2\pi \end{bmatrix} \quad (2.3.14)$$

$$S_1 = \begin{bmatrix} 1 & \frac{T_{10}}{\pi} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.3.15)$$

$$S_2 = \begin{bmatrix} \left(\frac{1}{2} - a\right) & \frac{T_{11}}{2\pi} & 1 \end{bmatrix} \quad (2.3.16)$$

$$S_3 = \begin{bmatrix} 0.006825 \left(\frac{U}{b}\right)^2 & 0.10805 \left(\frac{U}{b}\right) \end{bmatrix} \quad (2.3.17)$$

Nas Equações aerodinâmicas (2.3.2 e 2.3.3) existe a presença do fator $C_{(k)}f_{(t)}$, que é composto pela multiplicação da função de Theodorsen ($C_{(k)}$) pelo termo $f_{(t)}$. O termo é obtido através da Equação (2.3.18).

$$f_{(t)} = U\alpha + \dot{h} + b\left(\frac{1}{2} - a\right)\dot{\alpha} \quad (2.3.18)$$

A multiplicação $C_{(k)}f_{(t)}$ pode ser substituída pela Equação (2.3.19),

$$C_{(k)}f_{(t)} = (C_0 + C_1 + C_2)f_{(t)} + C_3C_4(C_1 + C_2)x_{a1} + (C_1C_3 + C_2C_4)x_{a2} \quad (2.3.19)$$

onde são incluídos os termos x_{a1} e x_{a2} , que juntos compõe uma matriz 2x1 que faz parte da equação 2.3.4 ($x_a = [x_{a1} \ x_{a2}]^T$), além disso os termos da Equação (2.3.19) que multiplicam esses dois parâmetros são representados na forma adimensional na Equação.(2.3.4) através do parâmetro \tilde{F}_P , demonstrado na Equação (2.3.20).

$$\tilde{F}_P = \frac{1}{\omega_h} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -0.01365 \left(\frac{U}{b}\right)^2 & -0.3455 \left(\frac{U}{b}\right) \end{bmatrix} \quad (2.3.20)$$

Os valores de T_1 até T_{14} são conhecidos como constantes de Theodorsen.

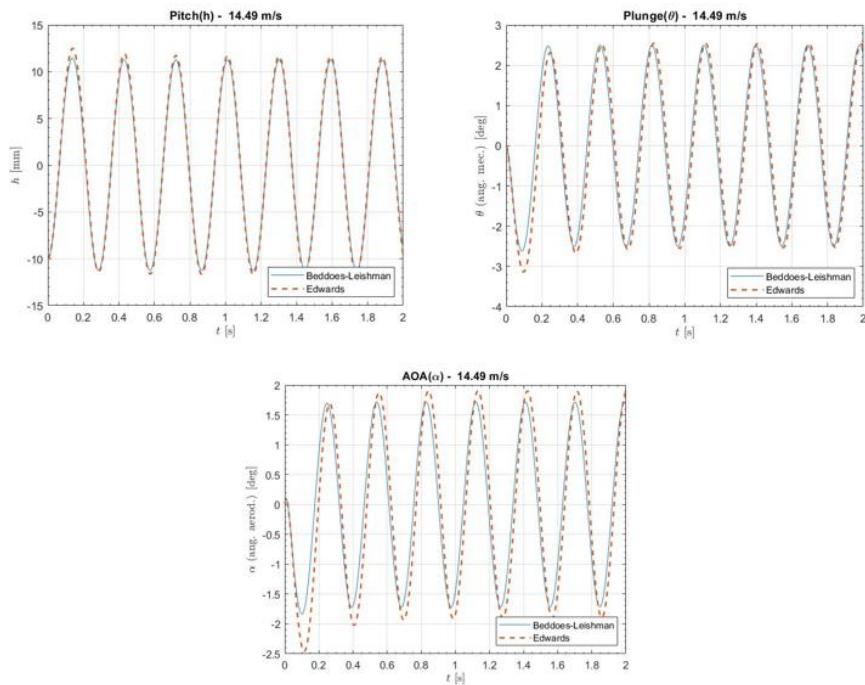
3. RESULTADOS E DISCUSSÃO

Foram comparados os resultados obtidos através dos modelos de Edwards e de Beddoes-Leishman para velocidades maiores e igual a Velocidade crítica (os parâmetros utilizados foram os mesmos de (SANTOS, PEREIRA, MARQUES, 2017)). No caso desse artigo a V_{cr} encontrada é igual a 14,49 m/s.

Também foi realizada a comparação entre o modelo de Beddoes-Leishman com a influência dos parâmetros não lineares e sem essa influência, os resultados obtidos podem ser verificados através dos gráficos de θ , h e α , onde os dois primeiros representam deformações elásticas na seção do aerofólio e o terceiro o ângulo de ataque, determinado através da equação estrutural (2.3.2).

Na Figura 10 observa-se o resultado dos modelos para a velocidade crítica 14,49 m/s, onde as amplitudes do ângulo de ataque, rotação e translação se mantêm constantes. Os resultados são muito semelhantes entre os modelos, com poucas variações de amplitude, portanto ambos modelos ainda fornecem resultados confiáveis na velocidade crítica.

Figuras 2.4.1 – Velocidade crítica de flutter.



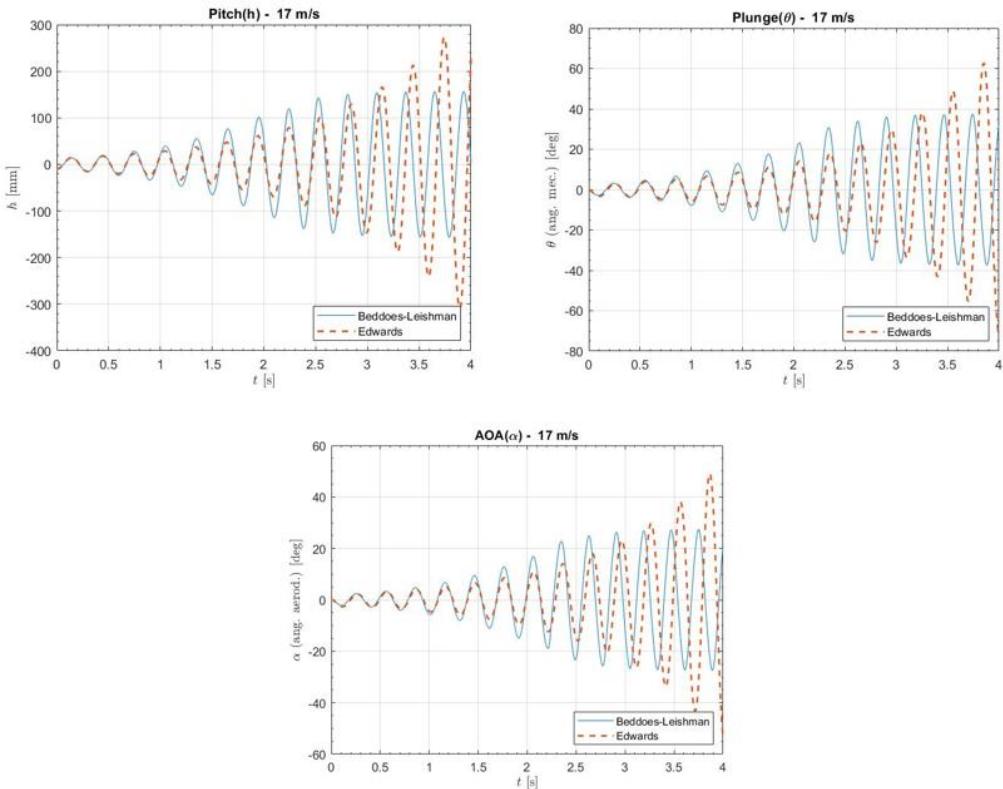
Fonte: Autor.

Para velocidades acima da velocidade de *flutter*, onde ocorre estol dinâmico nota-se a diferença entre os modelos, pode-se observar na Figura 12 o impacto para a velocidade de 17 m/s, onde o modelo de Beddoes-Leishman chega a um valor de amplitude limite, o que já era esperado, devido ao efeito das não linearidades geradas pelo estol dinâmico. Por outro lado, no modelo de Edwards, os movimentos seguem tendo aumento de amplitude mesmo após o ângulo que teoricamente ocorreria o estol dinâmico, o que também é esperado, uma vez que esse modelo não considera esse tipo de não linearidade.

As diferenças percebidas entre os dois modelos para altos ângulos de ataque é o que os diferencia e deixa nítido que o modelo de Beddoes-Leishman se aproxima muito mais da

realidade nesse caso. Também é notável que existe uma diferença na amplitude dos dois modelos antes de estol dinâmico, onde o modelo de Beddoes-Leishman possui ângulos maiores.

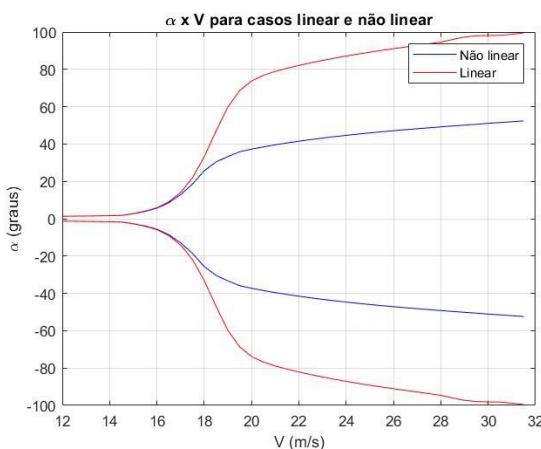
Figuras 2.4.1 – Velocidade acima da crítica de flutter.



Fonte: Autor.

Quando comparado o modelo de Beddoes-Leishman mostra a grande diferença entre considerar ou não as não linearidades, visto que a partir da velocidade crítica ocorre um aumento muito grande na amplitude quando não se considera o efeito do estol dinâmico, deixando claro a necessidade de considerá-lo ao trabalhar nessa faixa de velocidades.

Figuras 2.4.1 – Comparaçāo Beddoes-Leishman linear e nāo linear.



Fonte: Autor.

4. CONCLUSÕES

O trabalho compara simulações de casos de *flutter* e *pós-flutter* considerando os modelos de Edwards e de Beddoes-Leishman em casos linear e não linear de um aerofólio com dois graus de liberdade (translação e rotação). Foram comparadas duas situações diferentes entre o método de Beddoes-Leishman e o método de Edwards, sendo elas a resposta do aerofólio para casos acima e na velocidade crítica de *flutter*. A velocidade linear de *flutter* prevista para o aerofólio é de 14,5 m/s. Nessa velocidade, os modelos preveem amplitude e frequência comparáveis. Ao aumentar a velocidade para 17,0 m/s a amplitude dos modelos varia. O modelo de Edwards segue tendo sua amplitude aumentada infinitamente enquanto o de Beddoes-Leishman tende a estabilizar em um ponto.

Esses resultados já eram esperados e podem ser explicados pelo estol dinâmico, onde ocorrem diminuições das forças aerodinâmicas em ângulos elevados devido ao descolamento da camada limite, fazendo com que as forças estruturais se sobressaiam e tenda a se manter uma amplitude de movimento máxima e constante.

Os resultados são importantes para mostrar que o modelo de Beddoes-Leishman é capaz de simular de uma forma mais realista o que acontece em um caso acima da velocidade de *flutter*, sendo assim mais indicado para simular eventos que ocorrerão nessa faixa de velocidades, enquanto que o modelo de Edwards seria apropriado apenas para casos no entorno da velocidade linear crítica (na ausência de outras não linearidades).

AGRADECIMENTOS

Este trabalho foi desenvolvido no âmbito do projeto “Estudo do estol dinâmico em seções de pá de turbina eólica considerando comportamentos aeroelásticos não lineares”, financiado pelo CNPq (processo 423369/2021-0) e coordenado pelo Prof. Dr. Daniel Sampaio Souza, e do Grupo de Pesquisa em Estruturas, Manufatura e Materiais – GPEM2 (Diretório de Grupos do CNPq), coordenado pelo Prof. Dr. Crystopher Cardoso de Brito.

REFERÊNCIAS

- CHANTHARASENAWONG, C. **Nonlinear Aeroelastic Behaviour of Aerofoils Under Dynamic Stall.** Tese (Doutorado) - University of London, South Kensington, London - UK, 2007.
COLLAR, A. R. The expanding domain of aeroelasticity. **Journal of the Royal Aeronautical Society**, L, p. 613–636, 1946.

DIMITRIADIS, G.; LI, J. On limit cycle oscillations of typical aeroelastic section with different preset angles of incidence at low airspeeds. **AIAA Journal**, AIAA, v. 47, n. 11, p. 2577–2596, 2009.

DOWELL, E. H.; EDWARDS, J.; STRAGNAC, T. W. On limit cycle oscillations of typical aeroelastic section with different preset angles of incidence at low airspeeds. **Journal of Aircraft**, AIAA, v. 40, n. 5, p. 857–874, 2003.

EVANS, W. T.; MORT, K. W. Analysis of computed flow parameters for a set of sudden stalls in low-speed two-dimensional flow. **NASA Technical Note**, n. D-85, 1959.

LEISHMAN, J. G.; BEDDOES, T. S. A semi-empirical model for dynamic stall. **Journal of the American Helicopter Society**, v. 34, p. 3–17, 1989.

SANTOS, C. R. dos; MARQUES, F. D.; HAJJ, M. R. The effects of structural and aerodynamic nonlinearities on the energy harvesting from airfoil stall-induced oscillations. **Journal of Vibration and Control**, SAGE, v. 25, n. 14, p. 1991–2007, 2019.

SANTOS, C. R. dos; PEREIRA, D. A.; MARQUES, F. D. On limit cycle oscillations of typical aeroelastic section with different preset angles of incidence at low airspeeds. **Journal of Fluids and Structures**, ELSEVIER, v. 74, p. 19–34, 2017.

SOUSA, V. C.; DE MARQUI, C., Jr. Effect of pseudoelastic hysteresis of shape memory alloy springs on the aeroelastic behavior of a typical airfoil section. **Journal of Intelligent Material Systems and Structures**, SAGE, v. 27, n. 1, p. 117–133, 2014.

SOUSA, V. C.; DE MARQUI, C., Jr. Experimental study on the aeroelastic behavior of a typical airfoil section with superelastic shape memory alloy springs. **Journal of Intelligent Material Systems and Structures**, SAGE, v. 29, n. 4, p. 623–635, 2018

CAPÍTULO III

UMA ABORDAGEM HISTÓRICA DOS DETRITOS ESPACIAIS

A HISTORICAL APPROACH TO SPACE DEBRIS

DOI: 10.51859/AMPLA.TAC386.1223-3

Giovanna Mendes Cruz Alves ¹
Denilson Paulo Souza dos Santos ²
José Augusto de Oliveira ³
Jorge Kennety Silva Formiga ⁴

¹ Graduanda do curso de Engenharia Aeronáutica. Universidade Estadual Paulista – UNESP

² Professor Associado. Departamento de Engenharia Aeronáutica. Universidade Estadual Paulista – UNESP – FESJ - Faculdade de Engenharia de São João da Boa Vista, SP.

³ Professor Assistente. Departamento de Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações. Universidade Estadual Paulista – UNESP – FESJ - Faculdade de Engenharia de São João da Boa Vista, SP.

⁴ Professor Associado. Departamento de Engenharia Ambiental. Universidade Estadual Paulista – UNESP - ICT, São José dos Campos – SP

RESUMO

Desde o início da “Era Espacial”, o número de objetos espaciais presentes na órbita terrestre tem aumentado bastante ao passo em que a humanidade se vê mais e mais dependente destes. No entanto, esse padrão de comportamento, mantido ao longo dos anos, gerou enormes quantidades de detritos ao redor do planeta, os quais hoje superam grandemente o número de objetos funcionais em órbita, impondo diversas dificuldades na realização de novas missões e ameaçando a segurança dos objetos espaciais operantes na órbita terrestre. Neste capítulo, será feita uma análise dos diversos problemas gerados pelos detritos, as diferentes medidas de prevenção e mitigação existentes, seus pontos positivos e os obstáculos referentes às suas implementações na prática. Além disso, também são abordados diferentes programas organizacionais de desenvolvimento de experimentos e pesquisas de novas tecnologias e estratégias de mitigação, os conceitos de sustentabilidade, *eco-design* e *Life Cycle Assessment* e as dificuldades relacionadas ao setor legal aplicado ao espaço.

Palavras-chave: Detritos espaciais; Mitigação; Sustentabilidade.

ABSTRACT

Since the beginning of the “Space Age”, the number of space objects present in Earth’s orbit has increased tremendously as humanity finds itself more and more dependent on them. However, throughout the years, such a pattern of behavior has generated an immense amount of debris around the planet, which today greatly outnumber functional objects in orbit, bringing many difficulties in carrying out new missions and threatening the safety of other space objects operating in Earth’s orbit. In this chapter, an analysis has been conducted of the many problems generated by debris, the different existing prevention and mitigation measures, their positive points and the obstacles related to their practical implementation. In addition, different organizational programs for the conduction of experiments and research on new technologies and mitigation strategies, the concepts of sustainability, *eco-design* and *Life Cycle Assessment* and the difficulties related to the legal sector applied to space are also addressed.

Keywords: Debris space; Mitigation; Sustainability.

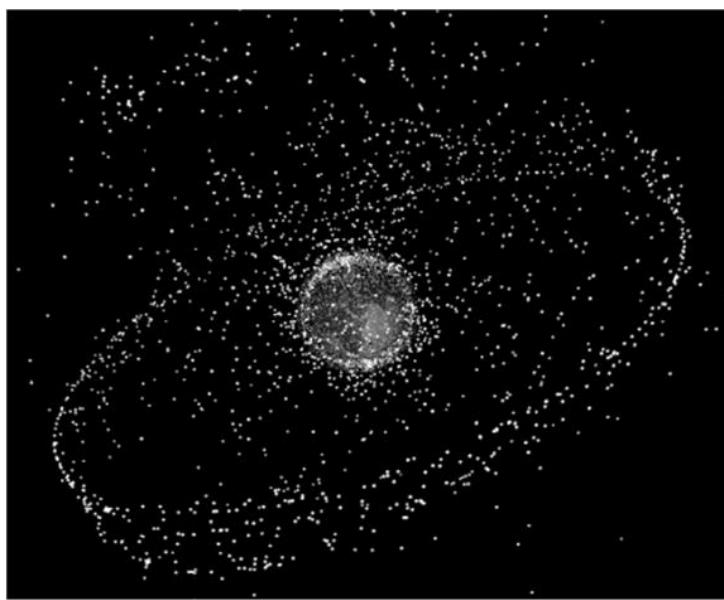
1. ABORDAGEM HISTÓRICA DO PROBLEMA:

Em 4 de outubro de 1957, o satélite artificial Sputnik-1 foi lançado ao espaço, ficando marcado para a história como o primeiro lançamento de um objeto feito pelo homem para fora da atmosfera terrestre. Este evento marcou o início da exploração espacial pela humanidade, a qual, pouco mais de meio século depois, se encontra, em muitas áreas, dependente do uso de satélites, como para o controle de tráfego aéreo, sistemas GPS, sistema de comunicação global, monitoramento do tempo para previsão de grandes tempestades, sincronização da internet, entre outros.

Entretanto, embora o início das atividades espaciais tenha representado um salto para o desenvolvimento científico e tecnológico da humanidade, ele também introduziu um novo problema a ser considerado: o problema do lixo no espaço, que, em 2015, já constava em cerca de 6 toneladas de lixo na órbita terrestre (PELTON, 2013).

Por mais que estivesse presente desde o início, pouca atenção era dada ao lixo que estava sendo acumulado ao redor do planeta, formando uma espécie de lixão orbital. A este “lixo”, posteriormente foi dado o nome de “detrito”, que é definido pela Inter-Agency Space Debris Coordination Committee (IADC) como todo objeto feito pelo homem, incluindo fragmentos e partes de um objeto, que seja não funcional e que se encontre na órbita na Terra ou esteja reentrando na atmosfera.

Figura 1: Foto da população de detritos ao redor da Terra em 1997.



Fonte: [Space Debris: Models and Risk Analysis, by Heiner Klinkrad]

2. O QUE SÃO E COMO SÃO GERADOS OS DETRITOS ESPACIAIS:

Esses detritos têm várias origens diferentes e aparecem em uma variedade de tamanhos, formas, e com diferentes velocidades. Os detritos de maior tamanho e mais facilmente rastreados são estágios dos corpos de foguetes liberados durante missões, e satélites que já não funcionam mais. Detritos de diversos tamanhos são gerados a partir de explosões, estas podem ser acidentais, normalmente envolvendo estágios de foguetes, ou também podem ser causadas de propósito, como no caso do Cosmos-50, o qual foi explodido intencionalmente em 1965, após uma falha crítica em seu sistema.

Explosões constituem a maior fonte única de geração de detritos. Uma única explosão é capaz de gerar milhares de novos detritos na forma de fragmentos, que viajam a altas velocidades e possuem alto poder de destruição. A primeira explosão dentro da órbita da Terra foi observada no dia 29 de junho de 1961, quando o estágio superior *Ablestar* de um foguete *Thor-Ablestar* explodiu, liberando pelo menos 298 fragmentos. Esse evento isolado foi suficiente para aumentar a população no espaço sideral de objetos observáveis feitos pelo homem em pelo menos 3,5 vezes. Esse foi o primeiro de muitos outros incidentes similares que ocorreram com o avanço da corrida espacial (KLINKRAD, 2007).

Um outro fator que colabora para geração de detritos é o ambiente hostil do espaço. Os objetos no espaço estão constantemente expostos a altos níveis de radiação ultravioleta provinda do Sol, e oxigênio atômico, altamente reativo. Essa exposição contínua causa erosão da superfície dos objetos em órbita. A erosão gera descascamento das camadas de tinta e dos materiais de proteção térmica, gerando pequenas partículas conhecidas como "*paint flakes*". Embora não apresentem riscos para a condução de missões espaciais, elas contribuem para degradação da superfície dos objetos e dos instrumentos ópticos, diminuindo a durabilidade dos satélites em órbita (KABÁTH, JONES e SKARKA, 2020). A queima de combustível sólido no motor do foguete também gera resíduos, partículas pequenas de micrômetros a centímetros de tamanho, constituídas principalmente de óxido de alumínio e do material de revestimento do motor (KABÁTH, JONES e SKARKA, 2020).

Existem também os TCO (Temporarily Captured Orbiters), esse tipo de detrito possui origem artificial e que, antes percorrendo uma órbita heliocêntrica, foi atraído de volta para a órbita terrestre, capturado pelo campo gravitacional da Terra. É o caso dos estágios de missões lunares já concretizadas, os quais voltaram a ser observados nos arredores da Terra anos depois (KABÁTH, JONES e SKARKA, 2020). Até mesmo luvas de proteção e chaves de fenda perdidas por astronautas durante missões tripuladas e coberturas de lente que se soltaram

compõem uma parcela desses detritos. Estes são classificados como MRO (mission-related objects).

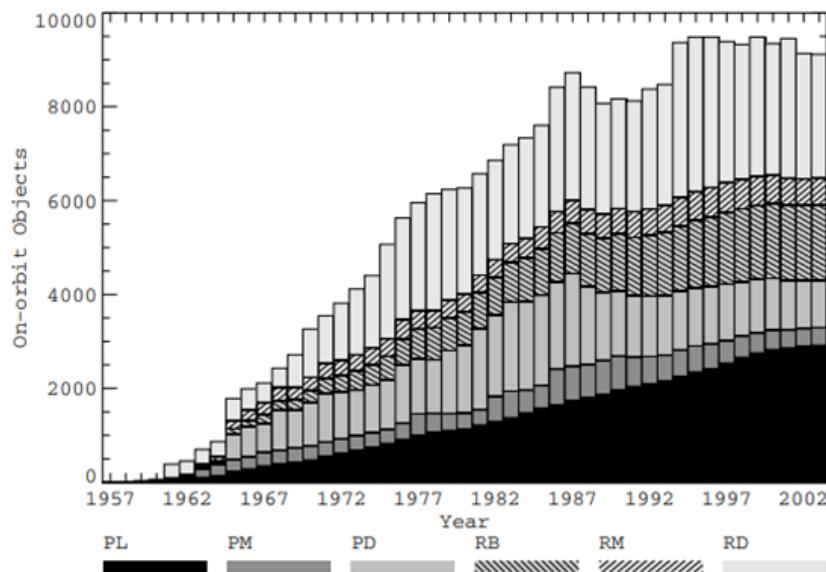
A outra grande fonte de geração de detritos, além das explosões, no entanto, são as colisões. Uma colisão forte o suficiente pode ter o efeito de uma explosão e liberar grande quantidade de fragmentos, além de danificar ou até destruir objetos espaciais funcionais. A severidade da fragmentação gerada em colisão depende sobretudo da massa e da área da seção transversal de grandes estruturas, como estágios de foguetes (FORMIGA, SANTOS, *et al.*, 2020). Como há uma quantidade bem maior de detritos do que de satélites em funcionamento, a maior probabilidade de colisão ocorre para colisão entre detritos e colisão de detritos com objetos funcionais. Ou seja, a colisão de um detrito pode gerar outros detritos (MORAES, FORMIGA, *et al.*, 2021).

3. AS VÁRIAS FACES DO PROBLEMA:

Assim, existem diversas fontes possíveis de geração de detritos. No entanto, a boa prática e o seguimento de diretrizes de mitigação podem ajudar a diminuir o efeito e ocorrência dessas fontes, assim como más práticas podem colaborar para suas ocorrências. A falta de atenção dada ao crescente número de detritos por muito tempo, levou a contínuas práticas perigosas que só agravaram o problema, como o uso de explosivos para separação de estágios de foguetes, e a não liberação de combustível ou explosivos armazenados dentro de veículos lançados, apresentando risco de explosão.

O uso indevido do espaço e dos recursos em conjunto com o crescente número de lançamentos observado com o avanço da corrida espacial, contribuíram ainda mais para a geração e acumulação de lixo na órbita terrestre, como pode ser visto na Figura 2.

Figura 2: Evolução do número de objetos espaciais catalogados em órbita.



(PL = payloads, RB= Rocket Bodies, PM=PL mission related objects, PD=PL debris, RM = RB mission-related objects, RD = RB debris.)

Fonte: (KLINKRAD, 2006)

Entre os anos de 1965 e 1990, cerca de 110 lançamentos foram realizados por ano, sendo a URSS a nação líder em lançamentos. Em comparação, em 2001/2002, foram realizados cerca de 60 lançamentos ao ano. Sendo LEO e GEO as regiões de maior atividade em termos de lançamentos. A GEO (Órbita Geoestacionária) está localizada sobre a linha do Equador há cerca de 35000 km de altitude. Os satélites nessa região giram com a mesma velocidade angular da Terra e na mesma direção, parecendo estacionários para um referencial na Terra, por isso o nome órbita Geoestacionária. Os satélites na GEO normalmente são para observação de alguma parte específica do planeta e para comunicação. Eles orbitam em altas altitudes para cobrir uma maior área do planeta.

Dito isso, o grande número de lançamentos efetuados ao longo dos anos e o consequente aumento do número de objetos em órbita, principalmente na LEO e na GEO, aumenta a probabilidade de colisão na órbita. Assim, em 1996, a primeira colisão acidental entre dois objetos catalogados foi registrada, envolvendo o satélite Cerise e um fragmento resultante de uma explosão ocorrida quase uma década antes. Este evento não só serviu para ressaltar os detritos como uma ameaça real de colisões, mas também expôs a realidade de que esse não é um problema que simplesmente vai se resolver sozinho. Isso pois detritos localizados em altitudes mais altas, onde o arrasto atmosférico não contribui para o processo natural de saída dos satélites da órbita, podem permanecer em órbita por muito tempo, representando ameaça mesmo décadas após serem gerados.

Na época em que os detritos começaram a ser discutidos como ameaças de colisão por Donald Kessler, os detritos naturais, como meteoritos e micrometeoritos, eram uma ameaça maior à integridade dos objetos funcionais em órbita. No entanto, com o aumento drástico do número de detritos, isso já não é mais verdade.

De acordo com (Krag, 2021), em 2021, já havia mais de 35 mil objetos feitos pelo homem maiores que 10 cm orbitando a Terra, dos quais cerca de 85% são detritos. Um objeto de 10 cm pode não soar como uma grande ameaça, mas um objeto de metal desse tamanho em alta velocidade tem uma energia cinética que, liberada em impacto, pode ter um efeito comparável ao de uma granada. Mesmo detritos menores viajando a velocidades supersônicas podem furar trajes espaciais de astronautas ou danificar partes de satélites (KLINKRAD, 2006). Mesmo fragmentos de milímetros, como nos casos dos resíduos da queima de combustível sólido do foguete, se movendo a uma velocidade relativa de 10 km/s, podem causar danos sérios à estrutura de satélites ativos, se colidirem com estes.

O evento de uma colisão é economicamente danoso. Além de causar prejuízos para a empresa que o opera, também prejudica todos os sistemas ligados a ele, gerando mais prejuízos. Além disso, a desabilitação de um satélite por colisão pode apresentar situação de risco à vida de pessoas, como nos casos de satélites usados para busca e resgate ou monitoramento do tempo. E, nos casos de missões tripuladas, uma colisão pode apresentar riscos à tripulação. Por conta disso, em 1998, quando os primeiros elementos da International Space Station (ISS) foram lançados, eles já possuíam recursos de proteção contra impacto de detritos.

Em 1990, Donald Kessler escreveu sobre um eventual efeito em cascata de colisões que poderia acontecer à medida que o problema dos detritos piorasse. Esse efeito, conhecido como “Síndrome de Kessler”, seria ocasionado por colisões de detritos com outros elementos em órbita, que resultaria em mais detritos, que também colidiriam, formando uma cadeia de colisões que resultaria em um crescimento autossustentado de detritos. Caso isso acontecesse, aquela órbita ficaria inutilizável de forma segura por muito tempo.

Além das colisões em si, a própria cautela maior a ser empregada na realização de cada missão, a fim de preveni-las, é um outro empecilho gerado pelo acúmulo de detritos. Isso pois, mais recursos de proteção contra colisão devem ser instalados, mais complicado é o planejamento da missão, maiores os gastos com tecnologias de detecção, o que acaba gerando um projeto mais caro e complexo.

Como objetos que estão reentrando na atmosfera também são considerados detritos pela definição apresentada, vale ressaltar os riscos de impacto ambiental e de segurança pública apresentados por estes. Enquanto grande parte dos objetos que reentram a atmosfera

acabam queimando no processo, alguns ainda podem apresentar tamanho e massa consideráveis ao atingir o solo. Nesses casos, a queda do objeto massivo pode apresentar risco de vida para as pessoas e animais da região, que podem ser atingidos no impacto.

Alguns objetos podem ainda espalhar, na atmosfera e na região onde atingem, materiais tóxicos ou radioativos presentes em sua estrutura. Esses materiais podem gerar contaminações graves do solo e de reservas de água naturais, podem causar doenças e até morte de pessoas e animais que entrem em contato com eles, podem afetar o desenvolvimento da flora local, entre outros efeitos.

Foi o que aconteceu em 1978, quando o satélite Cosmos-954 reentrou a atmosfera sobre o Canadá, espalhando 30 kg de urânio radioativo em território canadense. Este evento levou à adoção, em 1992, da resolução “*UN Principles Relevant to the Use of Nuclear Power Sources in Space*”. Esta resolução reconhecia o uso de fontes de energia nuclear como essenciais para algumas missões, mas também estabelecia medidas que deveriam ser tomadas para minimizar os riscos de exposição ao público do material radioativo, em caso de acidentes. Essas medidas incluíam análise de risco probabilístico e estabelecimento de diretrizes para uso seguro de material radioativo no espaço.

4. MEDIDAS DE MITIGAÇÃO

Embora tenha sido um processo gradativo, incidentes como o do Cosmos-954, envolvendo detritos ou geração em grande quantidade de detritos, serviram para aumentar a consciência coletiva em relação ao problema há muito menosprezado e incentivaram a criação de algumas medidas de mitigação para problema de detritos.

Em 1994, a *UN Committee on the Peaceful Uses of Outer Space (UNCOPUOS)* publicou um relatório técnico abordando o problema de detritos e, desde então, essa organização tem se dirigido ao problema, trabalhando inclusive com outras agências e organizações para criação e aplicação de diretrizes de mitigação de detritos. Em 2002, a Inter-Agency Space Debris Coordination Committee (IADC) publicou o documento “*Space Debris Mitigation Guidelines*”, com diretrizes a serem empregadas no planejamento de missões espaciais (MEJÍA-KAISER, 2020). Nesse documento, são abordadas medidas para mitigação do impacto das missões espaciais na população de detritos. Assim, é possível ter-se uma noção do impacto de uma operação espacial com base em se a missão está sendo conduzida ou não seguindo as diretrizes de mitigação.

Esse impacto se refere ao nível de repercussão que aquela missão deve gerar para o problema de detritos, e suas consequências em longo termo na preservação da órbita terrestre. Segundo (GROUP; GROUP, 2020), os objetivos dessas diretrizes foram anunciados como sendo: prevenção de fragmentação de objetos em órbita; remoção, em regiões da órbita muito utilizadas e densamente populadas, de objetos que já alcançaram o fim de sua missão e já não estão mais operando; limitação de objetos liberados durante operações. E algumas das diretrizes propostas são: Limitar a probabilidade de colisões acidentais em órbita; minimizar o potencial de fragmentação; evitar destruição intencional; limitar a presença em longo tempo na LEO de objetos que já alcançaram o fim de seu ciclo de vida; limitar a quantidade de detritos liberados durante operações normais.

Para análise das medidas de mitigação do problema de detritos, uma abordagem do problema pode ser feita com base nos fatores de prevenção, proteção, mitigação e regulação. As medidas de prevenção focam na diminuição da probabilidade de ocorrer explosões. As medidas de proteção estão relacionadas à proteção dos objetos funcionais em órbita contra colisões. As medidas de mitigação envolvem estratégias para diminuir a presença de detritos nas órbitas de alta atividade e as medidas de regulação estão relacionadas à aplicação de leis nas práticas espaciais. Uma outra forma de análise é feita dividindo as medidas entre duas categorias: medidas de segurança (curto termo) e medidas de sustentabilidade (longo termo).

As medidas de segurança são medidas preventivas a fim de minimizar os riscos de colisão e liberação de fragmentos decorrentes destas. São ditas de curto termo por fornecerem apenas soluções de curto termo para o problema, ou seja, previnem colisões, mas não fazem com que o número de detritos na órbita deixe de aumentar.

Dentre elas, pode-se citar o uso de equipamentos de detecção de detritos, como sensores, e de proteção contra choques de detritos. O sistema de detecção ajuda a prevenir choques e a consequente liberação de fragmentos. O sistema de proteção também limita a quantidade de detritos liberados em uma possível colisão.

Uma outra medida de segurança utilizada atualmente é o rastreamento de detritos espaciais. Atualmente, pelo menos 22 mil elementos de detritos estão sendo ativamente monitorados pelos sistemas de vigilância americana.

A monitoração de detritos permite a condução de missões de forma mais segura, possibilitando ações que também são consideradas medidas de segurança. Como, por exemplo, a escolha de órbitas menos povoadas, utilização de rotas com menos detritos, a escolha de uma posição para o satélite em um lugar com menor probabilidade de colisão, e a realização de manobras de evitamento de colisão.

Alguns fatores como o custo do lançamento, a disponibilidade de recursos e políticas relacionadas ao destino do objeto no fim de seu ciclo de vida influenciam nas decisões tomadas no planejamento da missão, tais como a órbita na qual o objeto será inserido, os detalhes de execução do projeto, os detalhes de lançamento e até o manejamento do tempo da missão (RAO; LETIZIA, 2022) .

Essas decisões também influenciam na geração de detritos, uma vez que estão diretamente relacionadas a como a missão vai ser conduzida, os riscos que ela vai apresentar, além de que também vão influenciar diretamente no destino do detrito. Logo, o padrão de comportamento dos agentes que lançam os objetos no espaço também é digno de análise, uma vez que a observação de padrões de comportamento nocivos à segurança do ambiente orbital é necessária para sua remediação, agindo como medida de segurança.

Além de que tal análise, como a análise da taxa de aumento do número de lançamentos em uma certa órbita ou a taxa de aumento de um certo tipo de objeto sendo lançado, possibilitaria fazer previsões sobre o futuro aspecto do ambiente orbital e, com base nisso, a criação de políticas mais eficazes de mitigação de detritos.

Sistemas de laser também podem ser usados para desviar a trajetória de um detrito em rota de colisão com um elemento operante na LEO. O problema com esse método é que, após ser desviado pelo laser, o detrito pode assumir uma nova rota que gere colisão com um outro elemento em órbita, o que também pode gerar sanções contra o Estado operador do laser. Já as medidas de sustentabilidade visam a prevenção de explosões dentro da órbita. São ditas de longo termo por fornecerem, pelo menos em teoria, uma solução a longo termo para o problema, ou seja, uma forma de fazer com que o número de detritos nas órbitas ativas fique estável.

O termo “sustentabilidade”, aplicado ao espaço, é definido como a habilidade de manter e suportar as atividades no espaço sideral por um período indefinido, de modo que as futuras gerações também possam suprir suas necessidades e desfrutar de seu uso. (LETIZIA; LEMMENS, 2021)

As medidas de sustentabilidade incluem a retirada de objetos não funcionais no fim do seu ciclo de vida de regiões economicamente importantes, e sua realocação para uma órbita de despacho (“graveyard orbit”), escolhida para esse fim. A retirada de objetos não funcionais da órbita, além de diminuir o risco de explosões, liberaria espaço em órbitas de alta atividade, como a LEO e a GEO, aumentando o espaço disponível nelas para receber novas missões e diminuindo a probabilidade de colisão com detritos.

Essa estratégia foi sugerida em 1979 por Lubos Perek no documento de título “Outer Space Activities versus Outer Space” (apud (SVOTINA; CHERKASOVA, 2023)). Porém, embora já tenham sido feitos alguns testes de implementação dessa estratégia de mitigação de detritos, atualmente ela ainda não é aplicável. Isso pois não existem quaisquer instituições internacionais com autoridade legal para remover detritos espaciais, e a legislação necessária ainda não foi elaborada. A tecnologia necessária para tal feito, que o faça de forma eficiente e economicamente viável também não existe e, mesmo que existisse, poderia ser considerada uma arma espacial e, resumindo, a burocracia envolvida seria extremamente grande. Além de que o próprio procedimento de retirada desses detritos ofereceria risco de colisão na órbita e envolveria muita precisão na operação. Também, a órbita para onde os detritos seria despachados deveria ser ativamente monitorada e, possuindo uma grande concentração de detritos, seria uma região de altíssimo risco para quaisquer operações em suas proximidades.

Uma outra opção seria a implementação de manobras que levem o objeto a reentrar na atmosfera da Terra. Porém, como mencionado anteriormente, esse processo deveria ser feito de forma muito controlada, de modo a não apresentar risco de vida às pessoas no local do impacto em solo ou riscos de danos graves ao meio ambiente.

Porém, mesmo que uma reentrada controlada fosse assegurada, haveria o problema de onde armazenar esses detritos recuperados ao atingirem o solo. Enquanto algumas de suas partes pudessem ser reaproveitadas, outras partes da estrutura do objeto provavelmente estariam bem danificadas após a queda, sendo não reaproveitáveis. Além de que muitos deles contêm substâncias tóxicas em seu interior que, caso vazadas, poderiam contaminar o meio ambiente. Assim, um lugar de armazenamento especializado para este fim seria necessário. Ainda mais, julgando pelo número de detritos a serem removidos, seria necessário um espaço muito grande para conter um número significativo de detritos em solo terrestre.

Assim, fica claro que a condição de sustentabilidade relacionada às atividades espaciais ainda não foi alcançada e ainda há muito a ser trabalhado e avançado nessa área. Em teoria, uma missão sustentável geraria o mínimo de detritos possível, de modo que a capacidade que a órbita tinha de receber aquela missão não mude com a realização da missão. O que se observa atualmente, no entanto, é que, mesmo com a aplicação das diretrizes de mitigação da UN, a população de detritos continua a crescer, o risco de colisão na LEO continua a aumentar e missões estão cada vez mais difíceis de serem realizadas.

5. ÓRBITA COMO RECURSO NATURAL, LIFE CYCLE ASSESSMENT E ECO-DESIGN:

A criação e aplicação das diretrizes de mitigação pela European Space Agency (ESA) é feita com base numa análise de ciclo de vida dos objetos envolvidos em projetos espaciais. Este método, conhecido como Life Cycle Assessment (LCA), foi padronizado pela ISSO e se refere à análise do impacto ambiental gerado por um objeto durante todo seu ciclo de vida. O impacto ambiental é medido em relação ao consumo de recursos naturais, consumo de energia e emissões ao ambiente, como emissão de resíduos tóxicos, lixo radioativo e CO₂, que podem ser gerados na produção dos materiais de construção de estruturas aeroespaciais, ou a própria emissão de detritos no espaço.

A análise do ciclo de vida engloba desde o design da estrutura, extração dos materiais usados na construção e o processo de manufatura, até o uso do objeto e seu fim de vida (fim do período de operação do objeto). Como cada fase do ciclo apresenta seus próprios problemas, a LCA é importante pois permite uma análise detalhada dos danos gerados em cada fase do ciclo e a formulação das medidas específicas para mitigá-los. Essa análise também aborda os impactos ambientais causados durante a extração dos materiais e durante o processo de fabricação dos elementos a serem lançados, os quais normalmente não são abordados nas análises do problema de detritos. Embora não seja óbvio, a análise das fases iniciais do ciclo também é relevante para o problema de detritos, uma vez que a capacidade de efetuar lançamentos e conduzir missões de forma satisfatória depende diretamente da qualidade do material usado na fabricação, da disponibilidade de recursos para esse fim e do modo como ele é processado.

Um satélite feito com materiais de qualidade e bem-produzido tem menos chances de falhar durante a missão, tem menos chance de explodir e são mais resistentes aos impactos às condições hostis espaciais, logo, devem gerar menos detritos. Essa qualidade do produto está muito relacionada às fases iniciais do ciclo de vida, de processamento do material e manufatura do objeto. Porém, também não é possível discutir a produção de objetos espaciais e a sustentabilidade do espaço sideral sem considerar a sustentabilidade aplicada ao meio ambiente terrestre, uma vez que, se os recursos naturais terrestres fossem esgotados e as condições de vida na Terra decaíssem, a própria discussão de sustentabilidade no espaço se tornaria irrelevante.

Assim, a LCA considera o impacto gerado na extração dos materiais usados na construção e no processo de fabricação dos satélites e foguetes, principalmente os impactos sobre as áreas de saúde e meio ambiente, as chamadas “áreas de proteção”.

Existe inclusive uma plataforma, “European Platform of Life Cycle Assessment”, criada pela União Europeia, a fim de fornecer um banco de dados mais consistente e metodologias LCA de maior consenso e mais formalizadas. A partir dela, a União Europeia tem pressionado a aplicação da metodologia LCA em diferentes setores de produção, no entanto a metodologia ainda precisa de maior desenvolvimento para aplicação no setor espacial referente aos detritos.

A ESA usa o Life Cycle Assessment na aplicação do chamado “*eco-design*”, que se refere ao planejamento de um produto ou até de uma missão espacial de forma a minimizar ao máximo os impactos ambientais gerados, ou seja, de forma a minimizar a geração de detritos, os danos causados ao meio ambiente, os riscos à saúde e segurança da população, o risco de colisão e de explosão em órbita, entre outros. Nessa análise, o espaço é tratado como um recurso a ser preservado (MAURY-MICOLIER et al., 2022; SVOTINA; CHERKASOVA, 2023).

Neste contexto, também vale citar que as Nações Unidas consideram o espaço sideral como um “bem comum” da humanidade, assim como os oceanos e a Antártica. Sendo a órbita terrestre um recurso natural onde as atividades espaciais são conduzidas, e os detritos são um estressor ambiental.

6. PROBLEMAS LEGAIS

Além dos problemas práticos envolvidos nas estratégias de mitigação de detritos, vale ressaltar as dificuldades envolvendo também o setor legal. As leis do espaço usadas atualmente, no geral, provêm de três fontes: algumas foram criadas antes do Outer Space Treaty, outras foram criadas com o Outer Space Treaty de 1967, e outras com a Liability Convention, em 1972.

Dentre as dificuldades legais, talvez o problema legal de maior impacto seja justamente a definição de detrito. Embora tenha sido apresentada a definição de detritos pela Inter-Agency Space Debris Coordination Committee, não existe uma única definição de detritos usada globalmente. Segundo Outer Space Treaty, de 1967, por exemplo, não é feita diferenciação entre objetos espaciais feitos pelo homem funcionais e não funcionais na definição de detritos, enquanto a IADC considera apenas objetos não funcionais.

Este é um grande obstáculo na mitigação do problema de lixo no espaço, uma vez que a criação e aplicação de leis relacionadas aos detritos ficam extremamente dificultadas. Além disso, se acontece algum incidente envolvendo detritos, como uma colisão de um satélite

aposentado que resulte na destruição de um satélite operante ou a queda de um objeto na Terra que gere danos ambientais, a distribuição de responsabilidade pelo acontecido é complicada.

Primeiro que os próprios critérios de “culpa” para aplicação da devida punição não são muito bem definidos. Segundo que, atualmente, de acordo com as Nações Unidas, a responsabilidade recai apenas no chamado “*Launching State*”, cuja definição também não é muito clara. O “*Launching State*” seria o Estado que lançou ou financiou o lançamento do objeto no espaço, ou ainda em cujo território ou instalação o lançamento foi realizado. No entanto, o lançamento de um projeto pode ser tanto um país como vários países em conjunto.

Assim, por exemplo, se um “*Launching State*” tenta fazer a retirada de um estágio superior de foguete, que virou detrito após o lançamento, e danifica o objeto lançado por outro “*Launching State*”, ele é penalizado por isso. Mas, ao mesmo tempo, se ele deixa o detrito ali, é muito difícil provar que uma colisão que possa acontecer envolvendo aquele objeto é culpa do “*Launching State*” para aplicação da penalização.

Também, tem-se os problemas legais relacionados à “*Protozone*”, que fica entre 21 km e 100 km de altitude. Essa é uma área com atividade crescente, foco de vários projetos a serem desenvolvidos, como voos sub-orbitais para turismo no espaço e voos hipersônicos. Essas atividades podem causar colisões e impactar na geração de detritos. Apesar disso, não existe nenhum órgão responsável pelas questões legais dessa área.

AGRADECIMENTOS

Agradecemos a Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo (FAPESP) FAPESP 2022/15075-5, 2023/01391-5, 2016/024561-0, Projeto FINEP: 0527/18, e ao CEPIMATE.

REFERÊNCIAS

FORMIGA, J. K. S. et al. Study of collision probability considering a non-uniform cloud of space debris. **Computational and Applied Mathematics**, 21, 2020.

KABÁTH, P.; JONES, D.; SKARKA, M. **Reviews in Frontiers of Modern Astrophysics: From Space Debris to Cosmology** (English Edition). 1st. ed. [S.l.]: Springer, 2020.

KLINKRAD, H. On-orbit risk reduction - Collision avoidance. **Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part G: Journal of Aerospace Engineering**, 221, 2007. 955-962.

MORAES, L. C. D. et al. Mapeamento de detritos Espaciais: Consequência ao Meio Ambiente e ao Programa Espacial. **Brazilian Journal of Development**, 2021. 81362-81376.

PELTON, J. N. **Space Debris and Other Threats from Outer Space**. SpringerBriefs in Space Development. ed. New York: Springer New York, 2013. 84 p.

ADDIN Mendeley Bibliography CSL_BIBLIOGRAPHY GROUP, S.; GROUP, W. IADC Space Debris Mitigation Guidelines Issued by IADC Steering Group and Working Group 4. [s. l.], 2020.

GROUP, S.; GROUP, W. IADC Space Debris Mitigation Guidelines Issued by IADC Steering Group and Working Group 4. [s. l.], 2020.

KLINKRAD, H. **Space Debris**. [s.l.] : Springer Berlin Heidelberg, 2006.

KRAG, H. **A sustainable use of space**, 2021.

LETIZIA, F.; LEMMENS, S. Evaluation of the Debris Environment Impact of the Esa Fleet. Em: 8TH EUROPEAN CONFERENCE ON SPACE DEBRIS 2021, **Anais...** [s.l: s.n.] Disponível em: <https://conference.sdo.esoc.esa.int/proceedings/sdc8/paper/94/SDC8-paper94.pdf>

MAURY-MICOLIER, T.; MAURY-MICOLIER, A.; HELIAS, A.; SONNEMANN, G.; LOUBET, P. A new impact assessment model to integrate space debris within the life cycle assessment-based environmental footprint of space systems. **Frontiers in Space Technologies**, [s. l.], v. 3, 2022. Disponível em: <https://www.frontiersin.org/articles/10.3389/frspt.2022.998064/full>

MEJÍA-KAISER, M. IADC Space Debris Mitigation Guidelines. Em: **The Geostationary Ring**. [s.l.] : Brill | Nijhoff, 2020. p. 381–389.

RAO, A.; LETIZIA, F. An integrated debris environment assessment model. [s. l.], 2022. Disponível em: <<http://arxiv.org/abs/2205.05205>>

SVOTINA, V. V.; CHERKASOVA, V. Space debris removal – Review of technologies and techniques. Flexible or virtual connection between space debris and service spacecraft. **Acta Astronautica**, [s. l.], v. 204, p. 840–853, 2023.. Acesso em: 15 jun. 2023.

CAPÍTULO IV

IDENTIFICAÇÃO DE IMPEDÂNCIA DE REDE ELÉTRICA COM USO DA SEQUÊNCIA BINÁRIA PSEUDO-ALEATÓRIA

GRID IMPEDANCE IDENTIFICATION BY PSEUDORANDOM BINARY SEQUENCE USE

DOI: 10.51859/AMPLA.TAC386.1223-4

Igor Alves Maronni ¹
Joel Filipe Guerreiro ²
Hildo Guillard Júnior ³

¹ Pesquisador e desenvolvedor em eletrônica de potência. Instituto de Pesquisas Eldorado. Mestre e doutor pela Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP).

² Pesquisador e desenvolvedor em eletrônica de potência. Instituto de Pesquisas Eldorado. Mestre pela Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP).

³ Professor Assistente Doutor do Departamento de Eletrônica e Telecomunicações. Universidade Estadual Paulista – UNESP, campus de São João da Boa Vista.

RESUMO

Os sistemas elétricos de distribuição vêm passando por grandes mudanças em direção a uma organização descentralizada, na qual o conceito de microrredes vem ganhando relevância. Porém, problemas de estabilidade relacionados à penetração de conversores eletrônicos podem surgir devido às interações entre os próprios conversores e a rede. Este problema motiva o desenvolvimento de métodos e critérios para a avaliação da estabilidade a nível de sistema, dentre os quais os critérios de estabilidade baseados em impedância ganharam relevância. Estes critérios, entretanto, requerem que as impedâncias da rede sejam conhecidas, as quais, por sua vez, podem ser identificadas pelos próprios conversores eletrônicos. Para esta identificação, o método de correlação, baseado na injeção de sequências binárias pseudo-aleatórias pode ser utilizado, conforme demonstrado.

Palavras-chave: sistemas distribuídos, redes elétricas, identificação de impedância.

ABSTRACT

The electrical system has been through major changes towards a more decentralized organization, in which the concept of microgrids has gained importance. However, stability issues related to the increased penetration of power converters may arise due to the interaction among the converters themselves and the network. This issue motivates the development of methods and criteria for the assessment of the overall system's stability, among which the impedance-based stability criteria have attracted attention. These criteria, though, require the impedances of the network to be known, which, in turn, can be identified by the power converters themselves. For this identification, the cross-correlation method, based on the injection of pseudorandom binary sequences may be used, as demonstrated.

Keywords: distributed electrical systems, power grid, impedance identification.

1. INTRODUÇÃO

O sistema elétrico tende cada vez mais à uma organização descentralizada, caracterizada pela presença de unidades de geração distribuída e por uma inserção cada vez maior de conversores eletrônicos (*Power Electronic Converters - PECs*), geralmente necessários para realizar a integração de fontes de energia renováveis, de sistemas de baterias ou até mesmo para a execução de serviços anciliares à rede. Ainda, a descentralização do sistema favoreceu o surgimento de microrredes, que podem ser definidas como pequenas unidades de rede, com fronteiras elétricas bem definidas, capazes de operar de maneira independente. Porém, este cenário traz desafios relacionados à estabilidade dos próprios conversores – e, em consequência, da rede – visto que interações entre suas dinâmicas podem levar o sistema a uma operação instável (ANNASWAMY, 2013; WANG; BLAABJERG, 2018).

Fez-se necessário, portanto, na comunidade científica, o estudo e desenvolvimento de técnicas de análise de estabilidade aplicadas a redes com alta penetração de conversores eletrônicos. Uma classe de métodos para avaliação de estabilidade é a dos chamados critérios baseados em impedância (*Impedance-Based Criteria - IBSC*). O primeiro critério desta classe, formulado inicialmente por R. D. Middlebrook (1976) para o design de filtros de entrada, e adaptado mais tarde por J. Sun (2011) para a análise de inversores conectados à rede, elucida a influência que a relação entre as impedâncias do conversor e da rede possui sobre a estabilidade do sistema. A principal consequência disso é que a estabilidade sistêmica pode ser afetada por qualquer mudança que ocorra na rede, seja uma mudança topológica (como entrada e saída de cargas), seja ela uma simples alteração nos controladores dos inversores conectados. Dessa forma, é de interesse prático que as margens de estabilidade do sistema possam ser identificadas em tempo real para que medidas possam ser tomadas (seja a nível do próprio conversor, seja a nível do operador do sistema) para evitar falhas. Como as margens de estabilidade dependem das impedâncias envolvidas, técnicas de identificação se fazem essenciais, principalmente as que podem ser executadas pelos sistemas conectados à rede.

Outro nicho em que a identificação de impedância realizada por PECs encontra aplicação é a detecção de ilhamentos na rede elétrica (KIM *et al.*, 2019). Quando o ilhamento não é intencional, ou seja, ocorre devido a atuação de sistemas de proteção ou manobras, o mesmo deve ser detectado e os sistemas de geração distribuída desconectados para evitar - dentre outros fatores - acidentes, degradação da qualidade da energia elétrica, e falhas em equipamentos de proteção. De modo geral, a impedância do sistema, vista pela DER, aumenta quando a rede principal se desconecta. Assim, estratégias de medida de impedância podem ser

empregadas para detectar o ilhamento a partir da definição de um limiar de impedância a partir do qual considera-se que houve desconexão da rede principal. Além do mais, tal análise é útil para identificação para planejamento de expansão da rede.

Neste cenário, este trabalho apresenta uma técnica de identificação de impedância baseada na aplicação do método de correlação, que pode ser executada de forma on-line pelos próprios conversores eletrônicos.

2. IDENTIFICAÇÃO DE IMPEDÂNCIA

O comportamento em pequenos sinais de um sistema pode ser estimado a partir da injeção de uma perturbação conhecida em sua entrada (variável excitada) e da medida de seu respectivo sinal de saída (variável observada). Existem diferentes opções de sinal de perturbação que podem ser utilizados para excitar o sistema, a mais simples corresponde a um sinal puramente senoidal e, a resposta do sistema, fica sendo dada pela relação de amplitude e fase entre o sinal aplicado e colhido. Porém, este procedimento apenas fornece informações em uma frequência específica, sendo necessário um processo de varredura para obtenção da resposta ao longo da frequência (SIMPKINS, 2012).

Em sistemas complexos, como aqueles de redes elétricas contendo conversores eletrônicos, as dinâmicas de interesse estão usualmente espalhadas ao longo de um vasto espectro, desde frequências tão baixas quanto frações de Hz até a frequência de chaveamento do conversor, ou mesmo superiores, podendo atingir algumas centenas de kHz. Neste contexto é preferível a utilização de sinais de banda larga para excitar o sistema ao invés de sinais de banda estreita. Enquanto que a potência dos sinais de banda estreita está concentrada em uma pequena faixa espectral, ou em apenas uma única frequência para o caso de um sinal puramente senoidal, sinais de banda larga possuem sua potência distribuída ao longo da frequência. Cobrir uma larga ampla faixa frequencial em um único processo é uma característica desejável na maior parte das aplicações pois:

1. Consome-se menos tempo e recursos do dispositivo identificador;
2. Evita-se que o sistema desvie de seu ponto de operação;
3. Diminui-se distúrbios de qualidade de energia, pela interferência nos sinais de tensão e corrente do sistema;
4. A impedância de rede pode variar ao longo do tempo, devido à entrada e saída de cargas no sistema elétrico (ROINILA; ABDOLLAHI; SANTI, 2020).

Portanto, quanto menos tempo levar o processo de amostragem para identificação, melhor as amostras representaram o mesmo estado do sistema, sendo também uma das razões para que a identificação seja realizada de forma *on-line*, com o sistema em funcionamento.

As sequências binárias pseudo-aleatórias (PRBS) representam uma escolha adequada, entre os sinais de banda larga, para identificação de impedâncias, sendo passíveis de geração pelos próprios conversores eletrônicos presentes na rede. Ademais, estas sequências apresentam uma razão consideravelmente alta entre seus espectros de potência e suas amplitudes no domínio do tempo (PINTELON; SCHOUKENS, 2012), significando que a amplitude da perturbação não precisa ser muito alta para que o sistema seja excitado acima do nível de ruído. Ainda, comparadas com outros tipos de sinais de banda larga, como o impulso ou o degrau, o conteúdo espectral das PRBS podem ser facilmente manipulado a partir do projeto de seus parâmetros, como demonstrado na Seção 2.2 (ROINILA; ABDOLLAHI; SANTI, 2020).

Neste trabalho, a PRBS em sua forma mais simples foi utilizada juntamente com os métodos de correlação para a identificação de impedâncias em uma rede simulada.

2.1. Método de correlação

O método de correlação (BARKLEY; SANTI, 2009; MIAO; ZANE; MAKSIMOVIC, 2005) é uma das técnicas não paramétricas pela qual a resposta frequencial de um sistema do tipo “caixa-preta” pode ser obtida. O princípio desse método é o de projetar adequadamente um sinal de entrada (u) tal que a resposta ao impulso (h) do sistema seja diretamente dada pela correlação (R_{uy}) entre a saída (y) e a entrada, independente de qualquer perturbação (v) na saída do sistema. Uma vez obtida a resposta ao impulso, a transformada de Fourier pode ser aplicada para se obter a resposta em frequência.

A saída y de um sistema linear, discreto, invariante no tempo pode ser escrita como

$$y(n) = \sum_{k=1}^{\infty} h(k) u(n - k) + v(n). \#(1)$$

Assumindo que u e v são sinais aleatórios centrados, estacionários de segunda ordem, não-correlatos, a correlação entre a saída y e a entrada u pode ser escrita como $R_{uy}(m) = \sum_{n=1}^{\infty} u(n) y(n + m) = \sum_{n=1}^{\infty} u(n) [\sum_{k=1}^{\infty} h(k) u(n - k + m) + v(n + m)] = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} h(k) u(n) u(n + m - k) + R_{uy}(m) = \sum_{k=1}^{\infty} h(k) R_{uu}(m - k) + R_{uy}(m) \#(2)$, onde R_{uu} é a autocorrelação da entrada e R_{uv} é a correlação entre a entrada e a perturbação de saída. Das hipóteses sobre u e v , $R_{uv} = 0$ e (2) pode ser reescrita como

$$R_{uy}(m) = \sum_{n=1}^{\infty} u(n) y(n + m) = \sum_{k=1}^{\infty} h(k) R_{uu}(m - k). \#(3)$$

A equação (3) afirma que R_{uy} será dada pela convolução entre a resposta ao impulso do sistema e a autocorrelação R_{uu} . Ou seja, é equivalente dizer que R_{uy} será a saída do sistema quando este for excitado pela entrada R_{uu} . Se u for escolhido como sendo um ruído branco, R_{uu} será dada simplesmente por um impulso na origem e, por definição, a mencionada hipótese sobre a perturbação v será satisfeita. Assim, (3) se torna

$$R_{uy}(m) = \sum_{k=1}^{\infty} h(k) \delta(m - k) = h(m). \#(4)$$

A propriedade apresentada em (4) somente será válida se o sinal de entrada for imbuído de características semelhantes às de um ruído branco. Como não é fácil gerar digitalmente um ruído branco real, sinais do tipo PRBS são frequentemente selecionados como alternativa (BARKLEY; SANTI, 2009). No entanto, a PRBS deve ser cautelosamente projetada em função do que se deseja identificar, como será detalhado na seção a seguir.

2.2. Sequência binária pseudo-aleatória (PRBS)

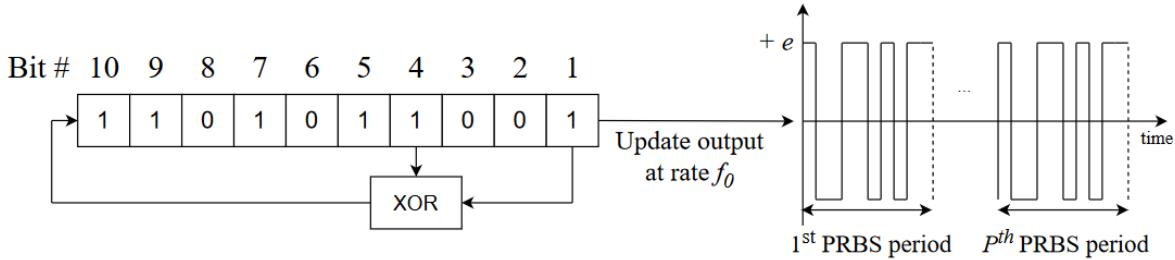
Uma revisão detalhada dos diferentes tipos de sequências binárias pode ser encontrada no trabalho de Roinila, Abdollahi e Santi (2020), no qual os autores descrevem diferentes sinais:

- A MLBS (do inglês, *maximum-length binary sequence*), tipicamente chamada de Sequência Binária Aleatória (PRBS);
- A IRS (do inglês, *inverse-repeat binary sequence*), a qual apresenta características similares a MLBS, exceto pelo fato de serem imunes a não linearidades de ordem par, sob o custo de serem mais longas do que a PRBS.
- A DIBS (do inglês, *discrete-interval binary sequence*), que diferentemente da PRBS e da IRS, pode ser projetada de forma a possuir energia somente em harmônicas específicas, o que pode ser uma característica interessante em cenários em que a razão sinal-ruído (SNR) representa um fator crítico de projeto (ROINILA; VILKKO; SUN, 2014);
- Por último, as OBS (do inglês, *orthogonal binary sequence*) são sequências binárias ortogonais entre si, isto é, que não possuem energia nas mesmas frequências (ABDOLLAHI *et al.*, 2020; ROINILA *et al.*, 2018).

Uma PRBS é um sinal periódico determinístico que pode ser gerado via registrador de deslocamento com realimentação linear (LFSR, do inglês *linear-feedback shift register*) através de uma operação XOR entre dois bits determinados (veja Figura 1). O número de bits N do LFSR determina o comprimento $M = 2^N - 1$ do período da PRBS. A PRBS deve ser cuidadosamente projetada: o número de bits N , o número de períodos P , a amplitude e e sua frequência de

geração f_0 devem ser escolhidos de acordo com a aplicação e com as características do sistema a ser identificado.

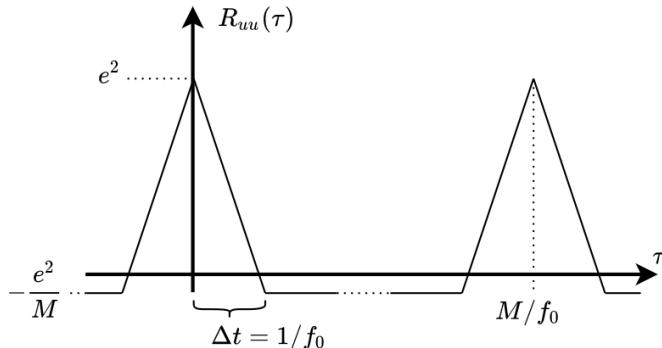
Figura 1 – Exemplo de geração de uma PRBS de 10 bits.



Fonte: Autoria própria.

A Figura 2 mostra a função de autocorrelação de uma PRBS ideal de infinitos períodos (HAMPTON, 1964). Nota-se que R_{uu} é formada por triângulos de amplitude igual a e^2 cuja periodicidade depende do comprimento $M = 2^N - 1$ de um único período da PRBS. Além disso, R_{uu} assume um valor constante de $-e^2/M$ entre os triângulos. Se M é suficientemente grande, os termos $-e^2/M$ tendem a zero e, assumindo que $\Delta t = 1/f_0$ seja comparativamente pequeno, R_{uu} se torna um trem de impulsos ideal, como é de se desejar para a aplicação do método de correlação.

Figura 2 – Função de autocorrelação (R_{uu}) de uma PRBS.



Fonte: Autoria própria.

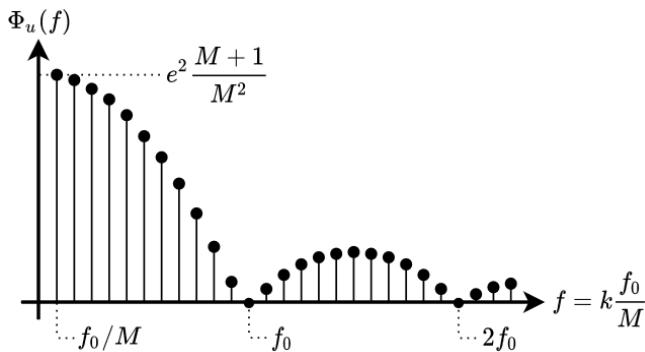
A função de densidade espectral Φ_u de uma PRBS pode fornecer um melhor entendimento sobre a escolha de seus parâmetros. É possível mostrar que Φ_u é dada por

$$\Phi_u \left(f = \frac{k f_0}{M} \right) = \frac{e^2(M+1)}{M^2} \operatorname{sinc} \left(\pi \cdot \frac{f}{f_0} \right), k = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm \infty, \#(5)$$

e que $\Phi_u(0) = e^2/M$ ao se aplicar a transformada de Fourier à autocorrelação R_{uu} . A Figura 3 ilustra a função de densidade espectral, composta apenas por raias discretas em frequências uniformemente espaçadas, sendo estas são as únicas frequências passíveis de identificação. O uso da PRBS implica uma resolução espectral de $\Delta f = f_0/M$, que também corresponde à mais baixa frequência que poderá ser identificada. Como o envelope da densidade espectral segue

uma função *sinc*, a maior parte da energia da PRBS está concentrada abaixo de $0,4 \cdot f_0$ (frequência na qual uma queda de -3dB ocorre). Observa-se que ocorre um compromisso entre a resolução frequencial e a máxima frequência a ser identificada: quanto maior for f_0 , maior será a máxima frequência; porém, pior será a resolução Δf . Este compromisso, no entanto, pode ser contrabalanceado pela escolha de M , uma vez que valores maiores deste parâmetro fornecem uma melhor resolução frequencial. Porém, uma PRBS de maior comprimento possui menor energia, como indicado pela função de densidade espectral, e demandará um maior tempo para o processo de identificação.

Figura 3 – Densidade espectral de um sinal PRBS.



Fonte: Autoria própria.

A fim de compensar este efeito indesejado, a amplitude e da PRBS deve ser escolhida como suficiente para excitar o sistema acima dos níveis de ruído e, não elevada ao ponto de deixar o sistema a ser identificado sair da zona de operação linear ou ponto de equilíbrio. Em sistemas ruidosos, uma maneira de melhorar a relação sinal-ruído sem elevar a amplitude consiste em utilizar vários períodos da PRBS, ao invés de apenas um, fazendo-se uma média entre os períodos amostrados, o que tende a diminuir a influência de ruídos de natureza aleatória (MIAO; ZANE; MAKSIMOVIC, 2005). No entanto, é importante salientar que, se a duração total da aquisição se estender por muito tempo, o sistema pode divergir do ponto de operação e, uma grande quantidade de dados pode elevar demasiadamente o uso de memória e esforço computacional (ROINILA; ABDOLLAHI; SANTI, 2020). Desta forma, há um compromisso entre a escolha da amplitude e do número de períodos P a serem utilizados.

Embora seja versátil, fácil de gerar, com um espectro bem comportado, a PRBS apresenta algumas desvantagens, sendo a principal delas a degrada performance em caso de não linearidades: quando um sistema não linear é perturbado por um sinal com uma certa frequência, a resposta pode ser espalhada sobre diversas outras frequências que não necessariamente estavam presentes no sinal de entrada. Como a PRBS é capaz de excitar várias frequências de uma única vez, uma não linearidade pode causar sobreposição de respostas de

diferentes frequências no sinal de saída. Outra desvantagem é que, em ambientes muito ruidosos, a amplitude da PRBS ou a duração da identificação podem ser elevadas para superar o nível de ruído. Isto se deve ao fato de que o espectro da PRBS encontra-se distribuído sobre uma vasta faixa frequencial, sem que seja possível projetar a energia de cada componente individualmente, como no caso das DIBS (ROINILA; ABDOLLAHI; SANTI, 2020).

2.3. Identificação usando inversores

Para realizar a identificação, é preferível usar os inversores de frequência já presentes na rede, não necessitando da adição de equipamentos ou sensores. Adicionalmente, a informação advinda da identificação pode ser usada internamente, de forma *online*, para melhoria do sistema de controle. Para tal processo, os conversores devem ser capazes de inserir o distúrbio, capturar as formas de onda e realizar os cálculos necessários.

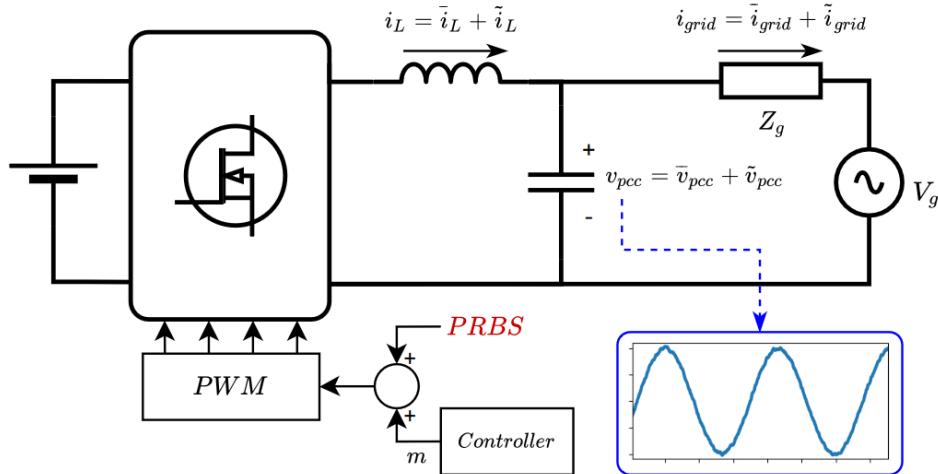
O distúrbio do tipo PRBS pode ser diretamente inserido através da manipulação da modulação PWM (MARTIN; SANTI, 2013), de forma que o inversor funcione como um amplificador da perturbação. Por exemplo, nos trabalhos de Luhtala, Roinila e Messo (2018), Roinila *et al.* (2018) e, Roinila, Vilkko e Sun (2014), o sinal de PRBS foi superposto na referência de corrente trifásica no domínio de coordenadas *dq* visando à identificação de impedâncias de um sistema trifásico. Em Roinila *et al.* (2018), a PRBS foi injetada na referência de corrente de um conversor cc-cc para identificação de funções de transferência do controlador.

O ponto de injeção deve ser escolhido de acordo com a aplicação — uma análise de função de transferência pode ser feita para selecioná-lo. Os autores Riccobono, Mirz e Monti (2017), por exemplo, adotaram a estratégia de adicionar a perturbação em vários pontos do sistema de controle de um inversor trifásico controlado no domínio *dq* através de duas malhas de controle em cascata (uma malha interna de corrente e uma malha externa de tensão). Os autores injetaram o PRBS em três pontos, com pesos diferentes — no nível do PWM e nas referências de corrente e tensão. Com isso, evitaram que a potência espectral da perturbação fosse atenuada pelo sistema de controle antes de chegar ao Ponto de Conexão Comum (PCC).

A Figura 3 ilustra um exemplo no qual um inversor monofásico é usado para identificar a impedância de uma rede CA. Neste exemplo, o PRBS é adicionado ao sinal modulante (*m*) gerado pelo controlador do inversor. Considerando que a energia de perturbação é suficientemente alta, as tensões e as correntes do sistema serão perturbadas; cada uma será composta pelo componente de estado estacionário — representado na figura por uma linha sobreposta (\underline{i}_L , \underline{i}_{grid} , \underline{v}_{pcc}) — e por um componente perturbado (\tilde{i}_L , \tilde{i}_{grid} , \tilde{v}_{pcc}). Uma vez que a corrente da rede e a tensão do PCC são excitadas pela PRBS, a impedância da rede pode ser

calculada relacionando as respectivas componentes perturbadas \tilde{i}_{grid} e \tilde{v}_{pcc} . A próxima seção discute como o método de correlação cruzada pode ser usado para este fim e explica os detalhes por trás do processamento de dados envolvido.

Figura 3 – Exemplo de injeção de PRBS para medição de impedância de rede através de um PEC.



Fonte: Autoria própria.

2.4. Técnicas de pós-tratamento

A etapa de pós-tratamento diz respeito ao processamento de dados que é necessário para se obter a resposta frequencial desejada a partir das amostras dos sinais de entrada e de saída. Esta etapa é um aspecto desafiador da identificação em sistemas CA devido ao fato de que a PRBS estará sobreposta às componentes de regime permanente, como discutido na seção anterior. Em redes CC, o tratamento é menos complicado pelo fato de que o ponto de operação é, tipicamente, composto por sinais constantes ou que variam muito lentamente dentro de uma janela de identificação. Dessa forma, separar a componente perturbada da componente de regime permanente consiste em uma tarefa simples. Em redes CA, no entanto, o ponto de operação é geralmente composto por sinais alternados de 50 Hz ou 60 Hz e seus harmônicos. Aplicar o método de correlação neste tipo de sistema implica injetar a PRBS sobre estes sinais, o que adiciona dificuldades relacionadas ao pós-tratamento (MARTIN *et al.*, 2013). Como a amplitude da PRBS deve ser diversas vezes menor que a amplitude das componentes de regime, a componente perturbada da saída do sistema precisa ser isolada antes da aplicação do método.

No início do processo de identificação, ativa-se a injeção da PRBS e amostra-se a saída y de interesse e a entrada u (a PRBS). Para o sinal de saída, é necessário que a amostragem seja realizada pelo menos à mesma taxa de geração da PRBS, f_0 . O sinal de entrada, em teoria, não precisaria ser amostrado, uma vez que a PRBS é um sinal determinístico que poderia ser reconstruído digitalmente. No entanto, é preciso que sua fase em relação às amostras da saída

seja conhecida. Uma solução prática para se obter essa informação é amostrar conjuntamente a PRBS de forma a garantir o sincronismo entre u e y .

A fim de se obter a componente perturbada do sinal de saída, diversas estratégias podem ser adotadas. Neste trabalho duas estratégias serão discutidas: o *método de alinhamento* e o *método FIR*. O método de alinhamento consiste em coletar amostras do sinal de saída imediatamente antes do início da injeção da PRBS a fim de subtraí-las do sinal de saída obtido durante a injeção da perturbação. Assume-se que as amostras coletadas antes da injeção correspondem a uma estimativa da componente de regime permanente e, dessa forma, é possível isolar a componente do sinal de saída devida somente à perturbação. Matematicamente, a saída pode ser descrita por $y = \underline{y} + \tilde{y}$. Considerando que as amostras coletadas previamente correspondem a uma boa estimativa da componente de regime permanente, $y_{prev} \approx \underline{y}$. Portanto, a parcela perturbada pode ser calculada através da subtração $y - y_{prev} \approx \tilde{y}$. No entanto, na prática, ambos os sinais precisam ser alinhados em relação à componente de regime permanente antes de realizar a subtração. Caso haja algum erro de fase entre a parcela da fundamental contida nas amostras coletadas antes e durante a injeção, a obtenção da parcela perturbada será comprometida.

O segundo método utiliza filtros de resposta finita (FIR) do tipo *notch* para eliminação da componente de regime, geralmente composta pela frequência fundamental. Caso seja necessário, o filtro também pode ser sintonizado em frequências harmônicas, o que pode ser de suma importância em redes com níveis elevados de distorção. Após filtragem, obtém-se diretamente a componente perturbada do sinal de saída. A escolha por um filtro do tipo FIR é motivada pelo fato de que estes filtros não introduzem distorções ao sinal quando projetados para apresentarem características de fase linear. Assim, o sinal filtrado sofre um atraso de grupo, sem distorção, que pode ser compensado a nível de tratamento dos sinais.

Uma vez isolada a componente perturbada da saída, seja pelo método de alinhamento, seja pelo método FIR, aplica-se a função de correlação entre ela e a PRBS para que a resposta ao impulso do sistema seja obtida. Até aqui, o procedimento se repete para cada uma das aquisições dos sinais, correspondentes a cada um dos períodos de PRBS injetados. Quando as P respostas ao impulso são obtidas, aplica-se verticalmente uma média entre elas, a fim de se obter uma resposta ao impulso média. A última etapa do processamento consiste em aplicar uma transformada de Fourier à resposta ao impulso, a fim de obter a resposta em frequência final. Como este procedimento resulta na resposta em frequência de uma saída em relação à própria PRBS, para a identificação de impedâncias este deve ser aplicado em duas etapas: uma

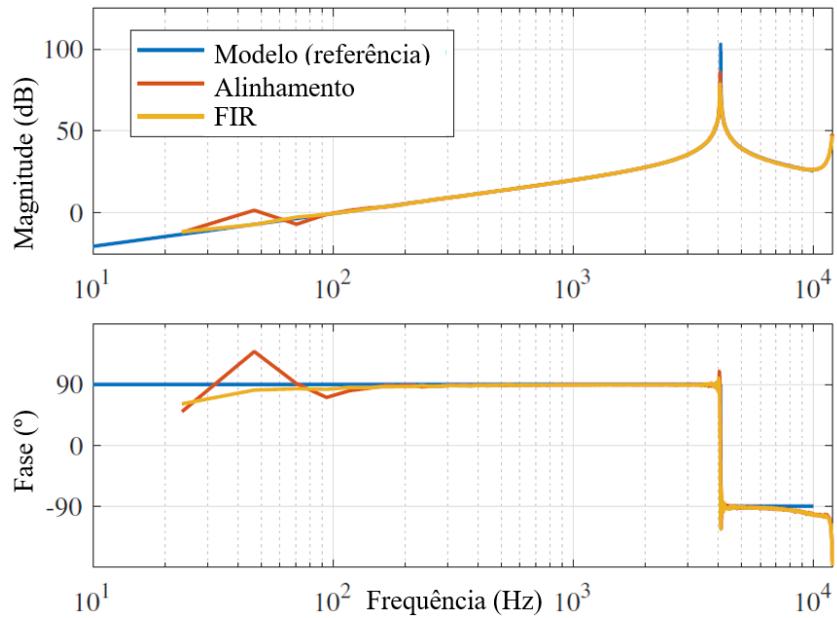
primeira para obtenção da relação da tensão entre a PRBS, e uma segunda para a relação da corrente em relação a PRBS. Com as duas respostas em mãos, pode-se calcular a relação entre a tensão e a corrente para obtenção da impedância.

3. ESTUDO DE CASO

Como estudo de caso, utilizou-se um sistema composto por um PEC operando como retificador ativo conectado à rede através de uma impedância de teste a ser identificada. O retificador ativo opera em modo de alto fator de potência, drenando uma corrente senoidal da rede, e é responsável pela amplificação da PRBS injetada em seu modulador, aos moldes do diagrama da Figura 3. A impedância de teste a se identificar (Z_g) é composta por um capacitor de $1\mu F$ em paralelo com o PCC e uma indutância de $1,5mH$ em série com a rede. Resultados de simulação, executada no *software* PSIM versão 2022, serão apresentados, seguidos de uma discussão sobre a performance de ambos os métodos de pós-tratamento discutidos anteriormente.

A Figura 4 apresenta os resultados de identificação para o método de alinhamento e o método FIR, contrastados com a resposta frequencial dada pelo modelo analítico da impedância de teste. Como esperado, a impedância é indutiva para baixas frequências devido à indutância de $1,5mH$. Uma ressonância aparece em aproximadamente $4kHz$, provocada pela presença do capacitor de $1\mu F$. De modo geral, os resultados de ambos os métodos correspondem bem à resposta de referência, tanto em magnitude, quanto em fase. A diferença mais notável ocorre em torno da frequência fundamental da rede, em $60Hz$: enquanto o método FIR foi capaz de eliminar completamente a influência da componente de regime permanente, o método de alinhamento não pôde eliminar todos os seus vestígios.

Figura 4 – Resultado da identificação de impedância.



Fonte: Autoria própria.

No método de alinhamento, y_{prev} é apenas uma aproximação da componente de regime que ela deve supostamente representar. Em simulação, os sinais são bem comportados e o ponto de operação do sistema não varia arbitrariamente de um ciclo de rede ao outro. Assim, y_{prev} consegue representar satisfatoriamente y , levando a resultados adequados em baixa frequência, mesmo que com pequenas divergências do resultado analítico. Em sistemas reais, no entanto, o ponto de operação pode flutuar com o tempo. Se afundamentos ou elevações de tensão ocorrerem, por exemplo, a resposta freqüencial resultante será afetada. Dependendo da magnitude do evento, poderá ser completamente comprometida. Além disso, ruídos presentes em y_{prev} também prejudicam a eliminação da componente de regime, resultando em erros em baixas freqüências.

Pelo fato de o método FIR não utilizar informações sobre o estado do sistema anterior à injeção da PRBS, este se torna mais resistente a eventos de afundamento ou elevação de tensão ou corrente. No entanto, este método também possui certas desvantagens, sendo a mais crítica o fato de que toda informação contida nas freqüências filtradas são perdidas. No cenário testado, por exemplo, qualquer informação sobre a impedância em 60Hz é perdida, limitando o emprego deste método em situações em que a impedância nas freqüências harmônicas deve ser conhecida. Em algumas situações, esta limitação pode ser particularmente problemática, como no caso de identificação da impedância de conversores operando com controladores ressonantes.

Um aprofundamento teórico, mais resultados e casos de aplicação da teoria podem ser encontrados na dissertação de mestrado de Igor Alves Maronni (2023) e publicações dos autores (MARONNI; GUERREIRO; POMILIO, 2021).

4. CONCLUSÕES

O uso de PRBS, juntamente com o método de correlação, como forma de perturbação para obtenção da resposta de um sistema elétrico se mostra um método promissor como forma rápida de levantamento da resposta em frequência de uma impedância. Tal técnica possibilita uma gama de análise em tempo real pelos próprios dispositivos conectados à rede elétrica, podendo ser aplicada em contextos de análise de estabilidade, detecção de ilhamento, análise de controladores, dentre outros.

AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio do processo nº 2020/09598-0, da Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo (FAPESP), do projeto de P&D PD-00063-3058/2019 - PA3058: "MERGE - Microgrids for Efficient, Reliable and Greener Energy", e contou com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Código de Financiamento 001.

REFERÊNCIAS

ABDOLLAHI, H.; KHODAMORADI, A.; SANTI, E.; MATTAVELLI, P. Online Bus Impedance Estimation and Stabilization of DC Power Distribution Systems: A Method Based on Source Converter Loop-Gain Measurement. Em: 2020 IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (APEC). *Anais...* mar. 2020.

ANNASWAMY, A. IEEE Vision for Smart Grid Control: 2030 and Beyond Roadmap. **IEEE Vision for Smart Grid Control: 2030 and Beyond Roadmap**, p. 1–12, out. 2013.

BARKLEY, A.; SANTI, E. Improved online identification of a DC-DC converter and its control loop gain using cross-correlation methods. **IEEE Transactions on power electronics**, v. 24, n. 8, p. 2021–2031, 2009.

HAMPTON, R. L. T. A hybrid analog-digital pseudo-random noise generator. *Anais...* 1964.

IGOR ALVES MARONNI. **An Impedance-Based Stability Analysis of a Deadbeat-Controlled Grid-Forming Inverter for AC Microgrids**. Dissertação de mestrado - Universidade de Campinas. Campinas-SP, Brasil, 2023.

KIM, M.-S.; HAIDER, R.; CHO, G.-J.; KIM, C.-H.; WON, C.-Y.; CHAI, J.-S. Comprehensive Review of Islanding Detection Methods for Distributed Generation Systems. **Energies**, v. 12, n. 5, p. 837, jan. 2019.

LUHTALA, R.; ROINILA, T.; MESSO, T. Implementation of real-time impedance-based stability assessment of grid-connected systems using MIMO-identification techniques. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 54, n. 5, p. 5054–5063, 2018.

MARONNI, I. A.; GUERREIRO, J. F.; POMILIO, J. A. Impedance-Based Stability Analysis for a Dead-Beat-Controlled Grid-Forming Inverter Using Cross-Correlation Methods. **Anais...: IEEE**, 2021.

MARTIN, D.; SANTI, E. Autotuning of digital deadbeat current controllers for grid-tie inverters using wide bandwidth impedance identification. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 50, n. 1, p. 441–451, 2013.

MIAO, B.; ZANE, R.; MAKSIMOVIC, D. System identification of power converters with digital control through cross-correlation methods. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 20, n. 5, p. 1093–1099, 2005.

MIDDLEBROOK, R. D. Input filter considerations in design and application of switching regulators. **IAS'76**, 1976.

PINTELON, R.; SCHOUKENS, J. **System identification: a frequency domain approach**. [S.l.]. John Wiley & Sons, 2012.

RICCOBONO, A.; MIRZ, M.; MONTI, A. Noninvasive online parametric identification of three-phase AC power impedances to assess the stability of grid-tied power electronic inverters in LV networks. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 6, n. 2, p. 629–647, 2017.

ROINILA, T.; ABDOLLAHI, H.; ARRUA, S.; SANTI, E. Real-time stability analysis and control of multiconverter systems by using MIMO-identification techniques. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 34, n. 4, p. 3948–3957, 2018.

ROINILA, T.; ABDOLLAHI, H.; SANTI, E. Frequency-domain identification based on pseudorandom sequences in analysis and control of DC power distribution systems: A review. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 36, n. 4, p. 3744–3756, 2020.

ROINILA, T.; VILKKO, M.; SUN, J. Online grid impedance measurement using discrete-interval binary sequence injection. **IEEE Journal of Emerging and selected topics in power electronics**, v. 2, n. 4, p. 985–993, 2014.

SIMPKINS, A. System Identification: Theory for the User, 2nd Edition (Ljung, L.; 1999) [On the Shelf]. **IEEE Robotics & Automation Magazine**, v. 19, n. 2, p. 95–96, jun. 2012.

SUN, J. Impedance-based stability criterion for grid-connected inverters. **IEEE transactions on power electronics**, v. 26, n. 11, p. 3075–3078, 2011.

WANG, X.; BLAABJERG, F. Harmonic stability in power electronic-based power systems: Concept, modeling, and analysis. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 10, n. 3, p. 2858–2870, 2018.

CAPÍTULO V

USO DE MÉTODOS NUMÉRICOS EM APLICAÇÕES COM DADOS OBTIDOS POR SATÉLITES

USE OF NUMERICAL METHODS IN APPLICATIONS WITH DATA OBTAINED BY SATELLITES

DOI: 10.51859/AMPLA.TAC386.1223-5

Leonardo Pinto de Magalhães ¹

¹ Professor Substituto na Universidade Estadual Paulista "Júlio De Mesquita Filho" – UNESP

RESUMO

Métodos numéricos são um conjunto de técnicas matemáticas e pode ser utilizado para tratar fenômenos reais, buscando de forma generalizada prever padrões e tendências. Um fenômeno, que pode ser modelado a partir de diversos fatores, é o crescimento da folha das plantas. Para isso utiliza-se um índice chamado Índice de Área Foliar (IAF) que relaciona a área da folha com a área ocupada no solo pela planta. O IAF pode ser modelado através de índices vegetativos e os mesmos podem ser calculados através da utilização de imagens obtidas por satélites. O presente trabalho buscou aplicar o método dos mínimos quadrados para modelar o desenvolvimento do IAF em função do valor calculado do NDVI utilizando imagens de satélites. Os resultados obtidos mostraram que o modelo exponencial obtido pelo método dos mínimos quadrados foi satisfatório em modelar o IAF, sendo que a utilização de três sensores de dois diferentes satélites foi muito semelhante entre eles.

Palavras-chave: Drone. Runge-Kutta. Euler. Altura de voo.

ABSTRACT

Numerical methods are a set of mathematical techniques that can be used to analyze real phenomena, aiming to predict patterns and trends in a generalized manner. One phenomenon that can be modeled considering various factors is the growth of plant leaves. To do so, a leaf area index (LAI) is used, which relates the leaf area to the ground area occupied by the plant. LAI can be modeled using vegetation indices, which can be calculated from satellite imagery. This study aimed to apply the least squares method to model the development of LAI based on the calculated value of NDVI using satellite images. The obtained results showed that the exponential model obtained through the least squares method satisfactorily represented LAI, with the use of three sensors from two different satellites yielding very similar results.

Keywords: Drone. Runge-Kutta. Euler. Flight height.

1. INTRODUÇÃO

Métodos numéricos são um conjunto de técnicas matemáticas que auxiliam na resolução de problemas através de operações aritméticas (CHAPRA, 2010). Esse conjunto de técnicas pode ser utilizado para tratar fenômenos reais, buscando de forma generalizada prever padrões e tendências (BASSANEZI, 2002). Esse mesmo autor cita que um modelo matemático, então, se trata de uma forma de se representar o objeto estudado utilizando um conjunto de símbolos e operações matemáticas.

Para resolução dos modelos matemáticos podem ser utilizadas duas categorias de resolução: métodos analíticos ou métodos numéricos. Alguns problemas reais modelados são complexos ou não lineares, o que torna difícil, ou até impossível, a obtenção de uma solução analítica para o problema. Dessa forma, ou quando uma solução aproximada é aceitável, os métodos numéricos podem exercer importante papel (CUNHA, CASTRO e JOYE, 2010).

Um fenômeno, que pode ser modelado a partir de diversos fatores, é o crescimento da folha das plantas. Para isso utiliza-se um índice chamado Índice de Área Foliar (IAF) que relaciona a área da folha com a área ocupada no solo pela planta (WATSON, 1947). Obter o valor do IAF se torna importante, pois se relaciona com processos centrais do desenvolvimento das plantas como troca de gases, sanidade e produtividade (YAN et al., 2019) .

Alguns autores apontam que o IAF possui relação não linear com alguns índices vegetativos (PARKER, 2020). Sendo que, índices vegetativos são equações que relacionam diferentes comprimentos de onda da luz refletidos pelas plantas. O mais conhecido destes índices é o NDVI (*Normalized Difference Vegetative Index*) proposto em 1974, e que relaciona a reflectância do infravermelho próximo com o vermelho para mensurar o desenvolvimento das plantas (ROUSE et al., 1974).

Para calcular esses índices podem ser utilizadas imagens obtidas por satélites, que fornecerão os valores de cada comprimento de onda refletido pelas plantas. Tendo isso em vista, o presente trabalho busca aplicar o método dos mínimos quadrados para modelar o desenvolvimento do IAF em função do valor calculado do NDVI utilizando imagens de satélites.

2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

A seguir será realizada uma revisão dos temas abordados neste capítulo sendo eles, método dos mínimos quadrados, Índice de Área Foliar (IAF), imagens de satélites e uma contextualização de como modelar o IAF em função dessas imagens.

2.1. Método dos Mínimos Quadrados

Após diversos avanços científicos, o método de mínimos quadrados foi proposto por Legendre e Gauss em torno de 1800. Em 1805, Legendre na obra *Nouvelles Méthodes pour la Détermination des Orbites des Comètes*, propõe esse método dentro de um contexto de grandes avanços, observações e debates sobre fenômenos astronômicos. Durante esse período, diversos modelos foram sendo propostos para aproximar o cálculo de órbitas de cometas, por exemplo.

Apesar da publicação feita por Legendre, Gauss havia desenvolvido o método por volta de 1795, vindo a publicar o mesmo em 1809. Gauss apontava que podem ser obtidas melhores estimativas quando se considera que os erros cometidos na medição dos dados seguem uma distribuição normal (ROONEY, 2012).

Em um caso discreto o método busca uma função da forma:

$$f(x) = \sum_{j=0}^m a_j f_j(x), n \geq m + 1 \quad (1)$$

Para os dados (X_i, Y_i) $i = 0, 1, 2, \dots, n$ e sendo f funções contínuas e a_j coeficientes reais de tal forma que minimize a seguinte função:

$$M(a_0, \dots, a_n) = \sum_{i=0}^n (Y_i - f(X_i))^2 \quad (2)$$

A diferença entre Y e $f(X)$ representa o erro entre o valor calculado pelo método e o valor alvo.

Para uma aproximação linear do tipo $Y = mx + b$, os valores de m e b podem ser obtidos no método de mínimos quadrados com as seguintes equações:

$$m = (n \sum xy - \sum y \sum x) / (n \sum x^2 - \sum x \sum x) \quad (3)$$

$$b = (\sum x^2 - \sum y) / (n \sum x^2 - \sum x \sum x) \quad (4)$$

Onde n corresponde aos número de dados analisados, x os valores da variável independente e y da variável dependente.

Se o ajuste for para um conjunto de dados que possuem comportamento exponencial, do tipo $y = a \cdot e^{bx}$, a mesma pode ser aproximada através da seguinte transformação: $\ln y = \ln(ae^{bx}) = \ln a + \ln e^{bx}$. Chamando $\ln y = Y$ e $\ln a = a$ então temos:

$$Y = a + bx \quad (5)$$

2.2. Índice de Área Foliar (IAF)

Como citado anteriormente o IAF relaciona a área total das folhas de uma planta com a área ocupada no solo por ela. Estimar o IAF é determinante para que a modelagem da taxa de produção seja feita (LOBELL et al., 2015), bem como auxilia no melhoramento das plantas (BLANCON et al., 2019). No milho, por exemplo, é sabido que quando a planta atinge um IAF igual a 5 na fase reprodutiva, a planta possui então eficiência de 100% na interceptação da luz solar (MULLER & BERGAMASHI, 2005).

Há diferentes formas de se obter o valor do IAF. Uma delas é coletando diferentes amostras de plantas, em vários pontos da plntação todos com um espaço de 1 m², e medir diretamente a área de todas as suas folhas. Assim, se obtém a área das folhas em um m².

Porém, essa forma demanda uma grande quantidade de amostras, que seja representativa de toda a área plantada, além de estar sujeita a erros de medidas. Algumas formas indiretas foram desenvolvidas, como calcular através de sensores a diferença entre a luz que incide no local e a que a chega até o solo, bem como a utilização de índices vegetativos.

As plantas utilizam parte da luz que chega até elas para a realização da fotossíntese. Uma parte da energia é então absorvida e parte refletida. Uma planta que está se desenvolvendo plenamente absorve maior quantidade de luz no comprimento do vermelho e reflete o comprimento de luz do verde (por isso enxergamos as plantas dessa cor) bem como Também tem alta reflectância no comprimento do infravermelho.

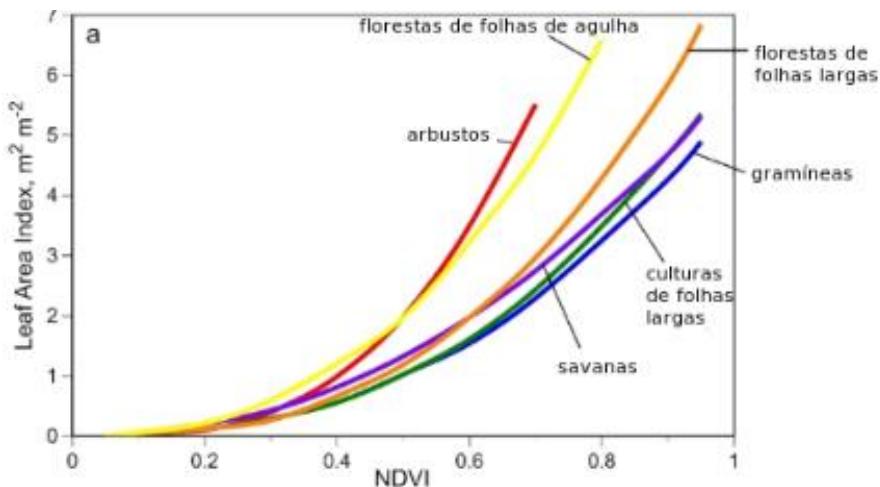
Observando esse comportamento, foi proposto o índice NDVI que relaciona justamente a relação de reflectância do vermelho e do infravermelho (ROUSE et al., 1974) através da seguinte equação:

$$NDVI = (IVP - V) / (IVP + V) \quad (6)$$

Onde IVP = reflectância do infravermelho próximo, V= reflectância do vermelho. O NDVI varia de -1 (sem vegetação) até 1 (solo totalmente coberto por vegetação).

Alguns autores observaram então que o NDVI se relaciona com o IAF da forma como apresentada na figura 1.

Figura 1 – Relação do NDVI com o IAF de diferentes formações vegetais



Fonte: Adaptado de Parker (2020).

2.2.1. Uso de satélites para cálculo do NDVI

Há diferentes formas de se calcular o NDVI de uma planta, lavoura ou floresta. Há sensores que obtém o valor de forma ativa, sensores desse tipo emitem luz nos comprimentos de onda do infravermelho próximo e vermelho e calculam o índice através do valor refletido que retorna ao sensor. O mesmo pode ser calculado através de imagens multiespectrais que podem ser obtidas com a acoplagão de câmeras especiais em aviões, drones, na barra de pulverização de tratores ou através das imagens obtidas por satélite.

O satélite Sentinel-2, que teve seu lançamento realizado em 2015, possuí o sensor MSI (*MultiSpectral Instrument*) que fornece imagens em treze bandas espectrais, com resolução espacial alta e baixa (10 m, 20m e 60m) e uma resolução temporal de 5 dias (dois satélites) (SOTHE et al., 2017).

Já o satélite sino-brasileiro CBERS (*China-Brazil Earth Resources Satellite*) teve a sua versão 4a lançada em 2019, possuí três sensores. O sensor WPM desse satélite registra imagens nos comprimentos do visível ao infravermelho próximo (RGB-NIR) com uma resolução espacial de 8m. Já o sensor MUX obtém os mesmos comprimentos de onda com uma resolução de 16,5 m e a mesma resolução temporal de 31 dias (INPE, 2023).

Os valores obtidos por esses sensores podem então ser utilizados para calcular o NDVI. Além desse índice outros podem ser calculados utilizando os valores obtidos via satélite (MAGALHAES, 2022).

3. METODOLOGIA

O local de obtenção das folhas de milho para mensuração do IAF foi o município de Pirassununga, SP em uma área cultivada com milho e irrigada por pivô central, disponibilizada pela Prefeitura do Campus USP “Fernando Costa”.

Foram selecionados 5 ha para avaliação dentro da área irrigada, sendo dividida em 10 parcelas dentro das quais foram coletadas as amostras para cálculo do Índice de Área Foliar. Nesse período, também foram obtidas imagens do satélite Sentinel-2 (sensor MSI) e do CBERS-4A (sensores WPM e MUX) sendo utilizadas as bandas do vermelho e infravermelho para cálculo do NDVI (equação 6). A determinação do IAF foi realizada em um integrador de área foliar, marca LI-COR, modelo LI-3100C.

Com os dados do IAF e NDVI, utilizando as equações de 3 a 5, foram obtidos modelos para o IAF em função do NDVI do seguinte tipo: $Y = a \cdot e^{bx}$. Onde os valores de Y representam o IAF, x os valores do NDVI e as constantes a e b foram obtidas pelo método dos mínimos quadrados.

4. RESULTADOS

Os resultados obtidos são mostrados na tabela 1.

Tabela 1 – Parâmetros e equações do IAF calculado com os diferentes sensores

Satélite (sensor)	NDVI (valor médio)	Equação (IAF x NDVI)	Erro Médio (IAF – IAF calculado)	Erro quadrado Médio	Raiz do Erro Quadrado Médio	r^2
Sentinel 2 (MSI)	0,599	$IAF = 0,01 \cdot e^{6,755NDVI}$	-0,016	0,02	0,141	0,915
CBERS-4A (WPM)	0,464	$IAF = 0,067 \cdot e^{4,659NDVI}$	0,348	0,41	0,644	0,959
CBERS-4A (MUX)	0,436	$IAF = 0,064 \cdot e^{5,08NDVI}$	0,139	0,11	0,338	0,941

Fonte: Autoria própria.

Pela tabela se observa que os sensores do satélite CBERS-4A apresentam uma média mais baixa do valor do NDVI, este fato pode ocorrer devido à correção das imagens de ambos os satélites. O sensor MUX do CBERS-4A também apresenta uma resolução espacial maior do que os demais o que pode levar a obter maiores valores de reflectância do solo, por isso o valor do NDVI calculado pode obter menor média do que os demais sensores.

Apesar das diferenças entre os sensores, os três demonstraram bons resultados, ficando o erro médio abaixo de $0,5 \text{ m}^2 \text{ m}^{-2}$ em todos os modelos obtidos. Os três modelos também apresentaram valores próximos da Raiz do Erro Quadrado Médio e do r^2 .

Sun et al. (2019) obtiveram o seguinte modelo para relacionar o IAF e o NDVI: $IAF = 0,0875e^{4,372NDVI}$. Esse modelo utilizando os dados aqui obtidos, em comparação com o modelo que é proposto neste capítulo, apresentou erros maiores (tabela 2).

Tabela 2 – Comparaçao entre o IAF calculado com o modelo deste trabalho e o proposto por Sun et al. (2019)

IAF medido m ² /m ² (média)	Satélite (sensor)	IAF médio (Sun et al., 2019)	IAF médio (modelo proposto)	Erro Médio (Sun et al., 2019)	Erro Médio (modelo proposto)	EQM (Sun et al., 2019)	EQM (Modelo proposto)
1,22	Sentinel 2 (MSI)	1,67	1,23	-1,54	-0,016	4,16	0,02
	CBERS-4A (WPM)	0,94	0,87	-0,81	0,348	1,27	0,41
	CBERS-4A (MUX)	0,78	1,08	-0,65	0,139	0,78	0,11

Fonte: Autoria própria.

5. CONSIDERAÇOES FINAIS

O método numérico utilizado, Método dos Mínimos Quadrados, foi satisfatório na modelagem do IAF utilizando índice vegetativo calculado com o uso de imagens de satélites.

Os três sensores utilizados, de dois satélites diferentes, apresentaram bons resultados, sendo que o sensor MSI do Sentinel-2 obteve menores erros. Esse fato pode ocorrer devido a correção das imagens, que no caso do satélite CBERS-4A ainda não tem um algoritmo disponível como para o satélite Sentinel.

A aproximação, usando métodos numéricos, que foi objetivo desse trabalho, ao ser comparada com modelos disponibilizados na literatura foi adequada, apresentando até erros menores no IAF calculado.

AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – Brasil (CAPES) – Código de Financiamento 001.

REFERÊNCIAS

BASSANEZI, Rodney Carlos. **Ensino-aprendizagem com Modelagem Matemática**. 4. ed. São Paulo: Editora Contexto, 2002.

BLANCON, Justin; DUTARTRE, Dan; TIXIER, Marie-Hélène; WEISS, Marie; COMAR, Alexis; PRAUD, Sébastien; BARET, Frédéric. A high-throughput model-assisted method for phenotyping maize green leaf area index dynamics using unmanned aerial vehicle imagery. **Frontiers in**

Plant Science, [S.L.], v. 10, n. [], p. 324-333, 6 jun. 2019. Frontiers Media SA. <http://dx.doi.org/10.3389/fpls.2019.00685>.

CHAPRA, Steven. **Numerical methods for engineers**. Hardcover. 6th ed. 2010.

CUNHA, Francisco Gevane Muniz; CASTRO, Jânio Kléo de Souza; JOYE, Cassandra Ribeiro. **Calculo Numérico, Licenciatura em Matemática**. Fortaleza: UAB/IFCE, 2010

INPE. **Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais**. CBERS. Disponível em: http://www.cbers.inpe.br/sobre_satelite/usos_aplicacoes.php. Acesso em 07 junho 2023.

LOBELL, David B.; THAU, David; SEIFERT, Christopher; ENGLE, Eric; LITTLE, Bertis. A scalable satellite-based crop yield mapper. **Remote Sensing Of Environment**, [S.L.], v. 164, p. 324-333, jul. 2015. Elsevier BV. <http://dx.doi.org/10.1016/j.rse.2015.04.021>.

MAGALHÃES, Leonardo Pinto de. **Imageamento aéreo por aeronave remotamente pilotada e satélite na cultura do milho: saturação de índices vegetativos e alternativas**. 2022. Tese (Doutorado em Engenharia de Sistemas Agrícolas) - Escola Superior de Agricultura Luiz de Queiroz, Universidade de São Paulo, Piracicaba, 2022. doi:10.11606/T.11.2022.tde-13102022-154610. Acesso em: 2023-06-07.

PARKER, Geoffrey G. Tamm review: leaf area index (lai) is both a determinant and a consequence of important processes in vegetation canopies. **Forest Ecology And Management**, [S.L.], v. 477, p. 118496, dez. 2020. Elsevier BV. <http://dx.doi.org/10.1016/j.foreco.2020.118496>.

ROONEY, Anne. **A História da Matemática**. São Paulo-SP: Makon Books do Brasil Editora, 2012.

ROUSE, J.W.; HAAS, R.H.; SCHELL, J.A.; DEERING, D.W. Monitoring vegetation systems in the Great Plains with ERTS, In: S.C. Freden, E.P. Mercanti, and M. Becker (eds). Third Earth Resources Technology Satellite-1 Symposium. **Volume I: Technical Presentations**, NASA SP-351, NASA, Washington, D.C., pp. 309-317, 1974.

SOTHE, Camile; ALMEIDA, Cláudia; LIESENBERG, Veraldo; SCHIMALSKI, Marcos. Evaluating Sentinel-2 and Landsat-8 Data to Map Sucessional Forest Stages in a Subtropical Forest in Southern Brazil. **Remote Sensing**, [S.L.], v. 9, n. 8, p. 838, 13 ago. 2017. MDPI AG. <http://dx.doi.org/10.3390/rs9080838>.

SUN, Yuanheng; QIN, Qiming; REN, Huazhong; ZHANG, Tianyuan; CHEN, Shanshan. Red-Edge Band Vegetation Indices for Leaf Area Index Estimation From Sentinel-2/MSI Imagery. **IEEE Transactions On Geoscience And Remote Sensing**, [S.L.], v. 58, n. 2, p. 826-840, fev. 2020. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/tgrs.2019.2940826>. WATSON, DJ. Comparative physiological studies in the growth of field crops. I. Variation in net assimilation rate and leaf area between species and varieties, and within and between years. **Annals of Botany** 11, 41-76, 1947.

YAN, Guangjian; HU, Ronghai; LUO, Jinghui; WEISS, Marie; JIANG, Hailan; MU, Xihan; XIE, Donghui; ZHANG, Wuming. Review of indirect optical measurements of leaf area index: recent advances, challenges, and perspectives. **Agricultural and Forest Meteorology**, [S.L.], v. 265, p. 390-411, fev. 2019. Elsevier BV.
<http://dx.doi.org/10.1016/j.agrformet.2018.11.033>

CAPÍTULO VI

MALHA DE SÍNCRONISMO DE FASE - PLL (PHASE-LOCKED LOOP)

PHASE-LOCKED LOOP – PLL

DOI: 10.51859/AMPLA.TAC386.1223-6

André Alves Ferreira ¹
Afonso José do Prado ¹
Marcelo Jorge Filho ²
Gustavo Iuri Azevedo Paschoalinoto ³

¹ Professor Assistente Doutor do Departamento de Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações. Faculdade de Engenharia de São João da Boa Vista - FESJ. Universidade Estadual Paulista – UNESP

² Doutorando em Engenharia no programa de pós-graduação em Engenharia da Faculdade de Engenharia do câmpus de Guaratinguetá. Universidade Estadual Paulista – UNESP.

³ Graduando em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações. Faculdade de Engenharia de São João da Boa Vista - FESJ. Universidade Estadual Paulista – UNESP

RESUMO

Sistemas compostos por osciladores acoplados estão presentes em inúmeros processos naturais, por isso o estudo e a construção de sistemas síncronos tornou-se parte essencial da tecnologia e das ciências contemporâneas. Sistemas de telecomunicações utilizam largamente o sincronismo de osciladores eletrônicos, sendo que, muitas vezes, a eficiência desses sistemas está relacionada com a estabilidade do sincronismo. A utilização de redes mutuamente conectadas apresenta uma grande vantagem, que é o fato de manterem seu sincronismo mesmo perante a perda de um ou mais nós da rede. A estabilidade e o sincronismo dessas redes são mantidos por meio de PLLs (Phase-Locked Loops), que são circuitos capazes de sincronizar os osciladores locais aos sinais de referência. Depois de atingido o sincronismo, a diferença de fase entre o sinal de referência e o sinal gerado pelo oscilador local se mantém constante, podendo, eventualmente, até ser nula. Nessas redes, as interações entre os nós ocorrem por meio da modulação de suas fases e dependem crucialmente das relações ressonantes entre suas frequências. O objetivo deste trabalho é descrever os componentes básicos de um PLL.

Palavras-chave: Malha de sincronismo. Fase. Frequência.

ABSTRACT

Systems composed by coupled oscillators are present in numerous natural processes, which is why the study and construction of synchronous systems has become an essential part of technology and contemporary sciences. Telecommunications systems largely use the synchronization of electronic oscillators, and, many times, the efficiency of these systems is related to the stability of the synchronization. The use of mutually connected networks has a great advantage, which is the fact that they maintain their synchronization even in the face of the loss of one or more network nodes. The stability and synchronization of these networks are maintained by means of PLLs (Phase-Locked Loops), which circuits are capable of synchronizing the local oscillators to the reference signals. Once synchronization is reached, the phase difference between the reference signal and the signal generated by the local oscillator remains constant, and may eventually even be zero. In these networks, interactions between nodes occur through the modulation of their phases and crucially depend on the resonant relationships between their frequencies. The objective of this work is to describe the basic components of a PLL.

Keywords: Phase-Locked Loop. Phase. Frequency.

1. INTRODUÇÃO

A natureza é composta por inúmeros sistemas dinâmicos, em particular os osciladores, que são caracterizados pela periodicidade. Um evento é classificado como periódico quando se repete, sem alteração, cada vez que transcorre um determinado intervalo de tempo (NUSSENZVEIG, 1981).

Atualmente, os osciladores são importantes objetos de estudo em diversas áreas da ciência como as telecomunicações, a neurocomputação, a neurofisiologia, entre outras.

Ao longo da história, os osciladores sempre estiveram presentes e ocupando um importante papel na sua evolução, atuando tanto em coisas simples, como o relógio de pulso, quanto em sofisticados sistemas de posicionamento global (GPS), satélites, equipamentos militares etc. (CARARETO, 2005).

Galileu, em 1581, sentiu-se estimulado a investigar quais grandezas físicas estavam relacionadas ao período de oscilações de um candelabro no interior da catedral de Pisa. A partir de então, o pêndulo tornou-se o exemplo clássico de oscilador e o possível sistema físico responsável pelo nascimento da Teoria de Sistemas Dinâmicos (MONTEIRO, 2002).

Nos séculos XVI e XVII, com a evolução do sistema de navegação marítima, tornaram-se necessárias medidas mais precisas do tempo, o que motivou o surgimento de relógios mecânicos cada vez mais precisos. Contudo, foram nos anos 30 e 40, do século XX, que se desenvolveram os primeiros relógios de quartzo, pois os relógios mecânicos não possuíam precisão compatível com as técnicas de telecomunicações, que exigiam medições de tempo com maior grau de exatidão. Esses relógios usavam osciladores eletrônicos, baseados em propriedades elétricas do cristal de quartzo.

Mesmo tendo proporcionado um aumento considerável na precisão das medidas de tempo, os relógios de quartzo têm seu funcionamento fortemente dependente das formas e dimensões dos cristais, o que torna difícil a obtenção de um padrão de tempo e frequência com precisão suficiente para, por exemplo, a construção de Sistemas de Posicionamento Global e outros sistemas de telecomunicações modernos. Em 1967, a definição internacional do tempo passou a basear-se no relógio atômico de césio, garantindo assim um erro de alguns segundos em milhões de anos, enquanto um relógio comum de pulso acumula o erro de 1 segundo por dia.

Outro aspecto importante, quando se estuda osciladores, é a questão do sincronismo. A natureza está repleta de sistemas compostos por osciladores acoplados (MONTEIRO, 2002; STROGATZ, 2003) e, para a engenharia atual, é fundamental o estudo e construção de sistemas

síncronos. Quando vários osciladores constituem um sistema maior e interligado, onde cada oscilador constitui um nó de uma rede e os osciladores apresentam interações entre si, a dinâmica de cada oscilador é determinada pela forma das equações que governam os osciladores do sistema, pela forma de acoplamento e pelas frequências naturais dos osciladores (MONTEIRO, 2002). Quando um parâmetro que caracteriza o acoplamento entre os osciladores ultrapassa certo valor, ocorre uma bifurcação e o sistema passa de um estado incoerente para o estado de sincronismo, em que os osciladores apresentam frequência única e diferenças de fases fixas (MONTEIRO, 2002). O estudo dos sistemas síncronos é recente e multidisciplinar, embora conhecido desde o século XVII. Modelos matemáticos para o sincronismo foram estabelecidos pelo físico japonês Yoshiki Kuramoto e por Steven Strogatz (CARARETO, 2005).

Sistemas de telecomunicações utilizam largamente o sincronismo de osciladores eletrônicos, sendo que muitas vezes a eficiência desses sistemas está relacionada com a estabilidade do sincronismo (LINDSEY, 1985; BREGNI, 1998). A evolução dos sistemas de telecomunicações aconteceu, na maioria dos casos, sem considerar as redes mutuamente conectadas, talvez devido à complexidade da descrição analítica do comportamento desse tipo de rede, dando preferência às redes com outras topologias, como por exemplo, redes mestre-escravo (BREGNI, 1998).

A grande vantagem da utilização de redes mutuamente conectadas é o fato de que essas redes podem ter seu sincronismo preservado mesmo perante a quebra de um ou mais nós da rede (BREGNI, 1998).

Os processos de sincronismo em telecomunicações são geralmente efetuados utilizando, além dos osciladores, os PLLs (Phase-Locked Loops) (BEST, 1984), que são dispositivos eletrônicos capazes de fazer o controle automático de frequência e da fase. Mais precisamente, um PLL é um circuito capaz de sincronizar um oscilador local a um sinal de referência e, depois de atingido tal sincronismo, a diferença entre a fase do sinal de referência e a do oscilador local é constante, podendo eventualmente até ser nula. O primeiro artigo sobre PLLs foi publicado em 1932 por H. Bellescize, um engenheiro Francês considerado o pai da recepção síncrona (BEST, 1984; BELLESCIZE, 1932). Em 1943 o PLL foi utilizado comercialmente em aparelhos receptores de televisão (BEST, 1984; MARMO, 2003), e a partir de 1965, quando os PLLs se tornaram disponíveis em circuitos integrados, passaram a ser largamente utilizados no setor industrial (BEST, 1984) na construção de, por exemplo, sistemas de navegação, rastreamento por satélite e processos de modulação e demodulação de sinais digitais e analógicos.

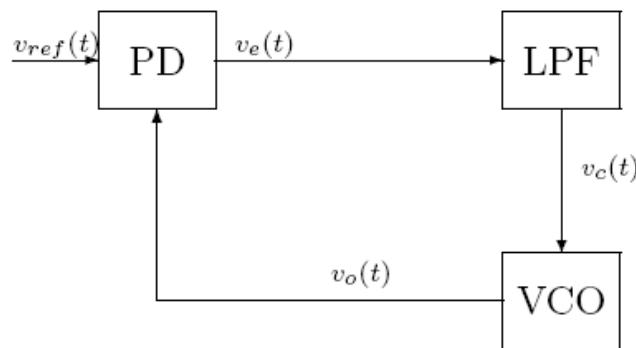
Com a demanda crescente por sistemas de telecomunicações mais rápidos e que suportem uma quantidade cada vez maior de informação, nas últimas décadas, começaram a

surgir os conceitos de PLL óptico e PLL com comportamento caótico. O primeiro poderá ser utilizado nas redes puramente ópticas e o segundo poderá ser utilizado na codificação e decodificação de informações (STROGATZ, 2003; GRZYBOWSKI, RAFIKOV e BALTHAZAR, 2008).

2. PLL (PHASE-LOCKED LOOPS)

PLL é um dispositivo eletrônico usado em aplicações que exigem controle automático de fase e frequência, como por exemplo, sistemas de navegação e rastreamento por satélite, aparelhos receptores de TV, processos de modulação e demodulação de sinais analógicos e digitais, etc. (HSIEH e HUNG, 1996; PIQUEIRA, 1997; GARCIA, 2000). Sua configuração básica consiste de um detector de fases (*phase detector* – PD), um filtro passa-baixa (*low-pass filter* – LPF) e um oscilador controlado por tensão (*voltage controlled oscillator* - VCO), conectados conforme ilustra a Figura 1 (CARARETO, 2005).

Figura 1 - Malha do PLL



Fonte: (BEST, 1984)

A seguir identificamos alguns sinais de importância no PLL e algumas variáveis relacionadas a estes sinais.

- v_{ref} , sinal de referência recebido pelo PLL;
- v_e , sinal emitido pelo detector de fase;
- v_c , sinal emitido pelo LPF;
- v_o , sinal emitido pelo VCO.

Atualmente, os PLLs são divididos em quatro tipos: LPLLs (*linear phase-locked loops*), DPLLs (*digital phase-locked loops* ou *classical digital phase-locked loops*), ADPLLs (*all-digital phase-locked loops*) e SPLLs (*software phase-locked loop*). Essa nomenclatura para os tipos de PLLs não é exata, pois os LPLLs não possuem um comportamento linear e os DPLLs não são inteiramente digitais (CARARETO, 2005). Porém, por ser a nomenclatura encontrada em Best

(1984) e utilizada comercialmente, será a adotada aqui. Por outro lado, estão surgindo o PLL óptico e o PLL caótico.

O primeiro PLL construído era inteiramente analógico e, nos dias de hoje, é conhecido como LPPLL. Na década de 70, surgiram os DPLLs, que possuem detectores digitais de fases, sendo os demais componentes, analógicos. Alguns anos depois, surgiram os ADPLLs, que são PLLs inteiramente digitais. Utilizando microcomputadores, microcontroladores ou ainda DSPs (*Digital Signal Processor*), é possível implementar um PLL utilizando software, sendo assim chamado de SPLL. Embora todos os tipos de PLLs tenham a mesma estrutura básica, não há uma teoria única que cubra todos os tipos de PLLs (BEST, 1984).

2.1. COMPONENTES BÁSICOS DE UMA REDE PLL

2.1.1. Oscilador Controlado por Tensão (VCO – Voltage Controlled Oscillator)

Osciladores Controlados por Tensão (VCO – *Voltage Controlled Oscillator*) são circuitos de grande importância em sistemas atuais de comunicação. O princípio básico de funcionamento do VCO está relacionado com o fato da frequência de saída ser controlada por uma tensão de entrada (RAZAVI, 1998; RAZAVI, 2002).

Os VCOs geralmente podem ser categorizados em dois grupos, os osciladores lineares ou harmônicos e os osciladores de relaxamento, dependendo do tipo de forma de onda produzida.

2.1.1.1. Osciladores Lineares ou Harmônicos

Os osciladores lineares ou harmônicos geram uma forma de onda senoidal. Os osciladores harmônicos, em eletrônica, geralmente são formados por um ressonador e um amplificador que compensa as perdas do ressonador evitando que a amplitude se atenua e isole o ressonador da saída, evitando que a carga afete o circuito ressonador. Alguns exemplos de osciladores harmônicos são os osciladores LC (Indutância-Capacitância) e os osciladores a cristal. Em um oscilador controlado por tensão, uma tensão de entrada controla a capacitância de um diodo varactor, alterando o valor do circuito tanque LC e, portanto, a frequência. Um diodo varactor também pode alterar o carregamento em um ressonador a cristal, consequentemente, alterando a sua frequência de ressonância. O oscilador harmônico ou linear, utiliza um amplificador com realimentação para excitar oscilações ressonantes em um ressonador produzindo, assim, uma onda senoidal (OLIVEIRA e ET AL., 2008).

2.1.1.2. Osciladores de Relaxamento

As oscilações de relaxamento caracterizam-se por dois processos alternados em diferentes escalas de tempo: um longo período de relaxamento, durante o qual o sistema se aproxima de um ponto de equilíbrio, alternando com um curto período impulsivo, no qual o ponto de equilíbrio muda (GINOUX e LETELLIER, 2012; ENNS e GEORGE, 2001; PIPPARD, 2007; KINOSHITA, 2013).

Os osciladores de relaxamento podem gerar uma forma de onda em dente de serra ou triangular. Eles são comumente construídos utilizando circuitos integrados (ICs) e podem fornecer uma ampla gama de frequências, com um número reduzido de componentes externos.

Em eletrônica, um oscilador de relaxamento é um circuito oscilador eletrônico não linear que produz um sinal de saída repetitivo não senoidal, como uma onda triangular ou onda quadrada. O circuito consiste em uma malha de realimentação contendo um dispositivo de chaveamento como um transistor, um comparador, um relé (VARIGONDA e TRYPHON, 2001), um amplificador operacional ou um dispositivo de resistência negativa, como um diodo túnel, que carrega repetidamente um capacitor ou indutor, através de uma resistência, até atingir um nível limiar e, em seguida, descarrega novamente (DU e SWAMY, 2010; NAVE, 2014). O período do oscilador depende da constante de tempo do circuito do capacitor ou do indutor (EDSON, 1953). O dispositivo ativo alterna abruptamente entre os modos de carga e descarga, produzindo assim uma forma de onda repetitiva que muda de forma descontínua (DU e SWAMY, 2010; EDSON, 1953). Isso contrasta com o outro tipo de oscilador eletrônico.

O termo oscilador de relaxamento também é aplicado a sistemas dinâmicos, em diversas áreas da ciência, que produzem oscilações não-lineares e podem ser analisadas usando o mesmo modelo matemático que os osciladores eletrônicos de relaxamento (DELIANG, 1999; SAURO, 2009; LETELLIER, 2013; GINOUX e LETELLIER, 2012). O período de um oscilador de relaxamento é determinado principalmente pela constante de tempo de relaxamento (GINOUX e LETELLIER, 2012). As oscilações de relaxamento são um tipo de ciclo limite e são estudadas na teoria de controle não-linear (LEIGH, 1983).

2.1.2. Filtro Passa Baixa (LPF – Low Pass Filter)

Filtros são redes que processam sinais de maneira dependente da frequência. O conceito básico de filtro pode ser explicado pela análise da natureza dependente da impedância dos capacitores e indutores em relação à frequência. Considere um divisor de tensão onde o ramo de derivação paralelo é uma impedância reativa. Quando se varia a frequência, o valor da impedância reativa varia também. Portanto, a taxa do divisor de tensão é alterada. Esse

mecanismo produz uma dependência da frequência na função transferência, determinada em função da relação entrada/saída, comumente chamada de resposta em frequência.

São muitas aplicações práticas dos filtros. Um filtro passa-baixa simples é frequentemente usado para estabilizar amplificadores, diminuindo o ganho em frequências onde o deslocamento de fase excessivo pode causar oscilações. Um filtro passa-alta simples pode ser usado para bloquear o nível CC (Corrente Contínua) em amplificadores com alto ganho ou circuitos de alimentação simples. Os filtros podem ser usados para separar sinais, permitindo a passagem daqueles de interesse e atenuando aqueles com frequências indesejadas.

Um exemplo disso é o receptor de rádio, onde a parte do sinal que se deseja processar flui para a saída do filtro, normalmente com ganho, enquanto o resto dos sinais é atenuado. Na conversão de dados, filtros também são usados para eliminar o efeito de *aliasing* em sistemas de conversão analógico/digital. Eles também podem ser usados na reconstrução do sinal na saída de sistemas de conversão digital/analógico, eliminando as componentes de alta frequência, como a frequência de amostragem e seus harmônicos, suavizando a forma de onda.

Um filtro ideal terá uma resposta de amplitude que é a unidade (ou com um ganho fixo) para as frequências de interesse (chamado de banda de passagem) e zero para quaisquer outros valores de frequência (chamado de banda de corte). A frequência na qual a resposta muda de banda de passagem para banda de corte é referida como a frequência de corte, F_c (BEST, 1984).

Em um filtro passa-baixa ideal, as frequências baixas estão na banda de passagem e as frequências mais altas estão na banda de corte.

O complemento do filtro passa-baixa é o filtro passa-alta, onde as frequências baixas estão na banda de corte e as altas frequências estão na banda de passagem.

Se um filtro passa-alta e um filtro passa-baixa estiverem em cascata, um filtro passa-faixa é criado. O filtro passa-faixa passa uma banda de frequências entre uma freqüência de corte mais baixa, F_l , e um frequência de corte superior, F_h . Freqüências abaixo de F_l e acima de F_h estão na banda de corte.

O complemento do filtro passa-faixa é o rejeita-faixa. Onde as frequências abaixo de F_l e acima de F_h estão na banda de passagem.

Os filtros ideais definidos acima, infelizmente, não podem ser facilmente construídos. A transição da banda de passagem para banda de corte não é instantânea, mas em vez disso há uma região de transição. A atenuação da banda de corte não é infinita.

Por exemplo, para se projetar um filtro *antialiasing* para um conversor analógico/digital, a frequência de corte, frequência máxima que se deseja analisar, geralmente chamada de

frequência de Nyquist e que corresponde à metade da taxa de amostragem, possui atenuação mínima necessária, para que se defina a resolução ou faixa dinâmica do sistema. Em seguida, será necessário um gráfico ou programa de computador para determinar os outros parâmetros, como a ordem do filtro, a frequência central, fator de qualidade e valores dos componentes.

Também deve ser salientado que o filtro afetará a fase de um sinal, assim como a amplitude. Por exemplo, uma seção monopolar terá uma mudança de fase de 90° e um par de polos terá um deslocamento de fase de 180° . O fator de qualidade Q do filtro determinará a taxa de mudança da fase.

O filtro passa-baixa tem duas funções no circuito de um PLL. Ele ao mesmo tempo proporciona um sinal que é uma tensão cujo valor médio corresponde à diferença de fase dos sinais e determina a taxa segundo a qual a frequência do VCO muda. Como a taxa segundo o qual ele atua sobre o VCO é um fator importante para determinar a imunidade ao ruído presente no sinal de entrada, nos projetos de PLLs os componentes associados ao filtro devem ser escolhidos com o máximo de cuidado (BEST, 1984).

2.1.3. Multiplicador (MULT)

Multiplicadores analógicos são blocos básicos que executam a operação de produto linear entre dois sinais (x e y), resultando em um sinal kxy , sendo k uma constante. São muito empregados em processamento de sinais de comunicação e de instrumentação eletrônica. Esse tipo de circuito é amplamente utilizado para modulação/demodulação, retificação, além de outras aplicações, como em redes neurais (SZCZEPANSKI e KOZIEL, 2004; WILAMOWSKI, 1998).

As formas mais usuais de implementação de circuitos multiplicadores analógicos, atualmente, são implementações de circuitos com transcondutância programável ou por uso de dispositivos não lineares (HAN e SÁNCHEZ-SINENCIO, 1998).

2.1.4. Detector de Fase e Frequência (PFD – Phase Frequency Detector).

Os detectores de fase são circuitos capazes de apresentar em sua saída um sinal que seja proporcional à diferença de fases entre os dois sinais de entrada (BEST, 1984). São encontrados dois tipos diferentes de detectores de fase nos PLLs comuns. Esses detectores são chamados de tipo I e tipo II.

2.1.5. Detector de fase tipo I

O detector de fase do tipo I consiste num multiplicador de quatro quadrantes. Para entender melhor como funciona esse tipo de circuito, imagine que em sua entrada sejam aplicados dois sinais digitais de mesma frequência, mas com uma certa diferença de fase.

Agora imagine que esses sinais são aplicados a uma porta Ou-Exclusiva. Em sua saída aparecerão pulsos cuja largura correspondem justamente à diferença de fase entre os dois sinais. Esses pulsos, dependendo de sua largura, representam uma tensão média que será proporcional à diferença de fase. Um ponto muito interessante que se pode salientar é que a frequência do sinal de saída é o dobro da frequência dos sinais de entrada (BEST, 1984).

A grande desvantagem desse tipo de circuito é que ele tende a travar quando sinais de frequências múltiplas são aplicados à entrada.

Em outras palavras, esse tipo de detector de fase não é capaz de diferenciar um sinal da frequência fundamental de uma harmônica, podendo travar no caso dessa situação ocorrer.

Um outro problema que também deve ser considerado é que se os sinais aplicados na entrada não tiverem um ciclo ativo próximo de 50%, o detector do tipo I também não funcionará adequadamente. O fator positivo desse tipo de circuito é a sua imunidade a ruídos na entrada (BEST, 1984).

2.1.6. Detector de fase tipo II

Este tipo de circuito trabalha com as frentes de onda dos sinais aplicados na entrada. Em outras palavras, ele leva em conta o instante em que os sinais mudam de nível, o que significa que eles devem trabalhar com sinais digitais. Esse detector pode ser comparado a uma chave de 1 polo e 3 posições.

Quando o sinal de entrada tem uma transição ALTO para BAIXO faz com que a chave seja levada para a posição de nível lógico 1, a não ser que ela já esteja nesta posição. Da mesma forma, uma transição ALTO para BAIXO do sinal do VCO faz com que a chave passe para a posição de nível lógico 0. Isso significa que se os dois sinais têm diferença de fase, a chave atua para cima e para baixo gerando assim um sinal de controle.

Se os sinais tiverem mesma frequência e fase, a chave não consegue mudar de posição em velocidade suficiente e com isso assume uma posição média em que o nível nem é alto e nem baixo (circuito aberto).

Neste tipo de detector, se os sinais estiverem em fase não há sinal de saída, e assim não há sinal residual quando ele trava. Também é preciso observar que, para o filtro passa-baixa, a chave atua como um circuito de carga e descarga do capacitor. O filtro, neste tipo de detector,

atua de maneira semelhante a um circuito de amostragem e retenção (*sample and hold*). Outro ponto importante deste circuito é que a faixa de captura não depende do filtro passa-baixa.

O ponto negativo deste tipo de detector de fase está na susceptibilidade a ruídos no sinal. Um sinal que tenha oscilações pode levar o circuito a gerar várias transições indesejadas (BEST, 1984).

No Quadro 1 a seguir é feita uma comparação entre os dois tipos de detector de fase.

Quadro 1 – Comparativo entre os dois tipos de detectores de fase

	Tipo I	Tipo II
Ciclo ativo do sinal de entrada	~50%	Irrelevante
Sensível a harmônicas	Sim	Não
Sensível a ruídos	Não	Sim
Ondulação (<i>ripple</i>)	Alto	Baixo
Faixa de captura	Estreita	Larga
Diferença de fase quando o sinal é capturado	90º	0º
Frequência quando fora da captura	Frequência central do VCO	Frequência mínima do VCO

Fonte: Elaborado pelo autor

Analisando o quadro 1 pode-se verificar que a diferença de fase entre o sinal de referência e o sinal gerado pelo oscilador local se mantém constante após a sincronização podendo, eventualmente, até se anular.

3. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Sabendo que a natureza é composta por inúmeros sistemas dinâmicos caracterizados por sua periodicidade e que esses sistemas são importantes objetos de estudo em diversas áreas da ciência como as telecomunicações, a neurocomputação, a neurofisiologia etc., este capítulo foi dedicado à compreensão dos principais componentes construtivos de uma malha de sincronismo de fase, PLL, que é essencial para que esses sistemas dinâmicos consigam atingir sua estabilidade e seu sincronismo.

Da análise dos diferentes tipos de detectores de fase, pode-se verificar que, após ter sido atingido o sincronismo, a diferença de fase entre o sinal de referência e o sinal gerado pelo oscilador local se mantém constante podendo, eventualmente, até se anular.

REFERÊNCIAS

BELLESCIZE, H. D. **Lá réception synchrone**. L'onde életrique, v. 11, 1932. 225-240 p.
BEST, R. E. **Phased Locked Loops**. 4. ed. McGraw Hill, 1984.

- BREGNI, S. A historical perspective on telecommunicatios network synchronization. **IEEE communications magazine**, 36, n. 6, 1998. 158-166.
- CARARETO, R. **Modelagem e simulação de redes de LPLLs, DPLLs e ADPLLs mutuamente conectadas**. São Paulo Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, 2005.
- DELIANG, W. Relaxation oscillators and networks. **Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering**. Wiley & Sons, v. 18, 1999. p. 396-405.
- DU, K.; SWAMY, M. N. S. Wireless Communication Systems: From RF Subsystems to 4G Enabling Technologies. Cambridge Univ. Press., 2010. p. 443.
- EDSON, W. A. Vacuum Tube Oscillators. **John Wiley and Sons**. Nova York , 1953. p. 3.
- ENNS, R. H.; GEORGE, C. M. Nonlinear Physics with Mathematica for Scientists and Engineers. Springer, 2001. p. 277.
- GARCIA, P. A. **Redes Simples de Malhas de Sincronismo de Fase**: uma Análise via Teoria dos Sistemas Dinâmicos. Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Presbiteriana Mackenzie, 2000.
- GINOUX, J.; LETELLIER, C. **Van der Pol and the history of relaxation oscillations**: toward the emergence of a concept. *Chaos: An Interdisciplinary Journal of Nonlinear Science*, v. 22, 2012.
- GRZYBOWSKI, J. M. V.; RAFIKOV, M.; BALTHAZAR, J. M. Synchronization of the unified chaotic system and application in secure communication. **Commun Nonlinear Sci Numer Simulat**. 14. ed. Commun Nonlinear Sci Numer Simulat, 2008. p. 2793-2806.
- HAN, G.; SÁNCHEZ-SINENCIO, E. CMOS Transconductance Multipliers: A Tutorial. **IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing**. v. 45, 1998. Cap. 12.
- HSIEH, G. C.; HUNG, J. C. Phase-locked Loop Techniques - a Survey. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**. v. 43, 1996. p. 609-615.
- KINOSHITA, S. Introduction to Nonequilibrium Phenomena. **Pattern Formations and Oscillatory Phenomena**. 2013. p. 17.
- LEIGH, J. R. Essentials of Nonlinear Control Theory. Institute of Electrical Engineers, 1983. p. 66-70.
- LETELLIER, C. Chaos in Nature. **World Scientific**. 2013. p. 132-133.
- LINDSEY, W.. E. A. Network synch
ronization. **Proceedings of IEEE**, 73, Outubro 1985. 1445-1467.
- MARMO, C. N. **Sincronismo em redes mestre-escravo de via única**: estrela simples, Cadeia Simples e Mista. São Paulo Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, 2003.
- MONTEIRO, L. H. A. **Sistemas Dinâmicos**. São Paulo Livraria da Física, 2002.

NAVE, C. R. Relaxation Oscillator Concept. **HyperPhysics**. Georgia State Univ. Dept. of Physics and Astronomy, 2014.

NUSSENZVEIG, H. M. **Curso de Física básica 1: Mecânica**. Rio de Janeiro Edgad Blücher Ltda, 1981.

OLIVEIRA, L. B.; ET AL. **Analysis and Design of Quadrature Oscillators**. Springer, 2008.

PIPPARD, A. B. The Physics of Vibration. 2007. p. 359-361.

PIQUEIRA, J. R. C. **Uma Contribuição ao Estudo das Redes de Malhas de Sincronismo de Fase**. São Paulo Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, 1997.

RAZAVI, B. **RF Microelectronics**. Upper Saddle River USA: Prentice-Hall, Inc., 1998.

RAZAVI, B. **Design of analog CMOS integrated circuits**. Tata McGraw-Hill Education, 2002.

SAURO, H. M. Oscillatory Circuits. **Systems and Synthetic Biology**. Center for Synthetic Biology, University of Washington, 2009.

STROGATZ, S. **Synchronization: The Emerging Science of Spontaneous Order**. Nova York Theia, 2003.

SZCZEPANSKI, S.; KOZIEL, S. 1.2V Low-Power Four-Quadrant Cmos Transconductance Multiplier Operating In Saturation Region. Vancouver ISCAS, v. 1, 2004. p. 1016-1019.

VARIGONDA, S.; TRYPHON, T. G. Dynamics of Relay Relaxation Oscillators. **IEEE Transactions on Automatic Control**. Inst. of Electrical and Electronic Engineers, v. 46, 2001. p. 65.

WILAMOWSKI, B. M. VLSI analog multiplier/divider circuit. **IEEE proceedings of International Symposium on Industrial Electronics**., v. 2, 1998. p. 493-496.

CAPÍTULO VII

NANOSATÉLITE UNIVERISTÁRIO DE BAIXO CUSTO

LOW COST UNIVERSITY NANOSATELITE

DOI: 10.51859/AMPLA.TAC386.1223-7

Carlos Vinícius Bianchi Domingues ¹

Denilson Paulo Souza dos Santos ²

Jorge Kennety Silva Formiga ³

¹ Graduando do curso de Engenharia Aeronáutica, Universidade Estadual Paulista – UNESP – Faculdade de Engenharia - Câmpus de São João da Boa Vista

² Professor Associado, Departamento de Engenharia Aeronáutica, Universidade Estadual Paulista – UNESP – FESJ - Faculdade de Engenharia - Câmpus de São João da Boa Vista

³ Professor Associado, Universidade Estadual Paulista – UNESP – Instituto de Ciência e Tecnologia - Câmpus de São José dos Campos

RESUMO

O projeto trouxe um verdadeiro laboratório de aprendizado para os estudantes, abrangendo diversas áreas e apresentando um caráter inovador e disruptivo, por meio da utilização de sensores variados. Com um forte potencial educacional, incorporou tecnologias em alta, como a manufatura aditiva, para a construção da estrutura externa. Sendo interdisciplinar, o desenvolvimento do projeto esteve intimamente ligado a áreas de grande importância nas engenharias, inovação e pesquisa, como processos de fabricação mecânica, microeletrônica e Programação, proporcionando aos estudantes a oportunidade de se aproximarem da pesquisa e aplicarem diversos conhecimentos adquiridos durante a graduação. O nanossatélite em questão apresenta características relevantes, tais como baixo custo de fabricação, praticidade, rapidez na construção e implementação, além de dimensões reduzidas, contribuindo diretamente para a pesquisa no setor aeroespacial e aeronáutico, que possui uma demanda significativa atualmente e tem sido relevante no dia a dia das pessoas desde a década de 1960.

Palavras-chave: Baixo Custo. Aeroespacial. Interdisciplinar. Sensores.

ABSTRACT

The project brought a true learning laboratory for students, encompassing diverse areas and showcasing an innovative and disruptive character through the use of various sensors. With strong educational potential, it incorporated cutting-edge technologies like additive manufacturing for the construction of the external structure. Being interdisciplinary, the project's development was closely linked to areas of great importance in engineering, innovation, and research, such as Mechanical Manufacturing Processes, Microelectronics, and Programming, providing students with the opportunity to engage in research and apply various knowledge acquired during their undergraduate studies. The nanosatellite in question presents relevant features such as low manufacturing cost, practicality, fast construction and implementation, and compact dimensions, directly contributing to research in the aerospace and aeronautics sector, which currently has significant demand and has been relevant in people's daily lives since the 1960s.

Keywords: Low Cost. Aerospace. Interdisciplinary. Sensors

1. ABORDAGEM HISTÓRICA

23 de outubro de 1906 a célebre data do primeiro voo realizado por um ser humano, marco inicial para a grande indústria aeronáutica que hoje impulsiona um grande setor de tecnologia e pesquisa e que juntamente trouxe consigo o desenvolvimento de outro grande setor, o aeroespacial.

O que hoje se entende como setor aeroespacial teve início em meados da década de 1950, mais precisamente 1957, com o lançamento do primeiro satélite artificial pela antiga União Soviética, o Sputnik-1. Marcando o início da era da exploração espacial, e atualmente passados quase 70 anos, o campo aeroespacial encontra-se em um dos mais avançados estágios de desenvolvimento, com alto fomento e investimentos por diversas empresas e países. Sendo responsável por grande parte dos sistemas de telecomunicações, radares e sistemas de posicionamento e controle, impacta diretamente inúmeros setores da sociedade, como também é grande aliado do setor aeronáutico Clique ou toque aqui para inserir o texto..

Contudo, com a conquista de novas fronteiras, o número de satélites em órbita aumentou demasiadamente, como também o número lançamentos e missões ao espaço, impulsionando o processo de miniaturização de componentes eletrônicos e de estruturas como um todo. Logo, surgiram os nanossatélites, com pequenas dimensões e auxiliando em diversas áreas (LI et al., 2013; MARTINS et al., 2022; POGHOSYAN; GOLKAR, 2017; VILLELA et al., 2019) .

Ademais, com a constante pesquisa, novos materiais puderam ser empregados nas estruturas, assim originando corpos com baixa massa específica e altas resistências, favorecendo a criação de estruturas leves.

2. PESQUISA INICIAL E AQUISIÇÃO DE MATERIAL

O Projeto possuiu várias fases de análise e desenvolvimento, compreendendo desde pesquisa bibliográfica até voo de teste para aferição de sensores e integridade da estrutura durante esforços que poderia ser submetida (DOMINGUES et al., 2022).

Com isso consultou-se diversas fontes para aprofundar o conhecimento a cerca principalmente da microeletrônica e da programação que foi envolvida no processo, dado a integração de diversos sensores através de microcontroladores. Logo, a consulta de diversos datasheets fez-se necessária, para assim compreender o funcionamento do “pin-out” dos componentes envolvidos e realizar as conexões necessárias para o funcionamento correto dos mesmos, como também entender o processo de programação que seria envolvido no processo e o funcionamento dos microcontroladores envolvidos na construção.

Após a etapa inicial de ambientação com o projeto, deu-se início ao processo de compra dos componentes envolvidos, sendo a maior parte sensores utilizados para a instrumentação do nanossatélite, responsáveis por medições de campo magnético, dados atmosféricos, atitude do cubesat e posicionamento global do mesmo, que pode ser visualizado na Tabela 1.

Tabela 1 - Sensores instrumentados.

Tabela 1 - Sensores instrumentados				
Gy-273 (Bússola)	Gy-280 (Temperatura)	Gy-gps6mv2 (GPS)	Gy-521 (Atitude)	Gy-302 (Luminosidade)

Como solução para a prototipação da placa que continha os sensores, adotou-se o uso de placas de fenolite para a alocação dos sensores e posicionamento do sistema de armazenamento de informações captadas pelo cubesat, como também se utilizou baterias de lítio do tipo 18650 em arranjo 2S para a alimentação do sistema com tensão e corrente adequadas, além de fornecerem um grande tempo de captação de dados, como também um baixo acréscimo de massa ao sistema como um todo.

De maneira a contribuir com o caráter de baixo custo, as baterias de lítio puderam ser retiradas de uma bateria de notebook, contribuindo de maneira positiva para dois pilares que nortearam o projeto, sendo o segundo deles o caráter de baixo impacto, explicitado pelo uso de filamentos biodegradáveis na manufatura aditiva e explicado posteriormente.

Para a aquisição de dados, foi utilizado microcontroladores do tipo arduíno Nano, separados em 2 placas, devido ao fato dos sensores possuírem protocolos diferentes de comunicação entre si, Serial e I2C, sendo a integração dos mesmos impossibilitada devido à taxa de aquisição e escrita dos dados, devido a necessidade de conversão dos mesmos no processo. Associados a estes, módulos de cartão microSD foram empregados para armazenar os dados transmitidos pelos sensores.

Ressalta-se que devido à característica de ser um projeto preliminar, a comunicação em tempo real com um servidor ou então uma base em terra, foi descartada, não utilizando módulos de comunicação do tipo LoRa, por exemplo.

3. DEFINIÇÕES DE PROJETO: FORMATO E ESTRUTURA

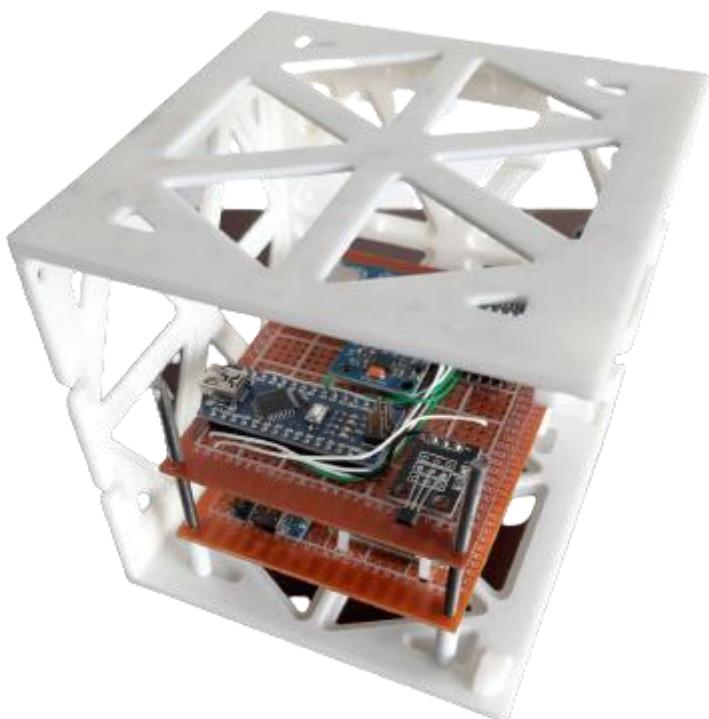
Dada a complexidade da geometria, a escolha da geometria e seu método de construção deveria ser escolhida de maneira minuciosa e atenta. Com o emprego da manufatura aditiva,

diversos problemas seriam solucionados de uma única vez, como exemplo, a manufatura aditiva possui uma baixa relação “buy-to-fly”, ou seja, o material de entrada é quase total, se não, total o de entrada, evitando assim desperdícios e proporcionando a construção de maneira rápida e econômica de diversas estruturas. Essa característica se dá devido a manufatura aditiva pertencer à família de técnicas de prototipagem rápida.

Outro ponto que favoreceu o uso de impressora 3D na fase de construção foi a possibilidade de utilizar material biodegradável, ou seja, o filamento PLA (Poliácido Lático), que é um polímero. Portanto, é um material ecologicamente correto e que demonstra amplo emprego, devido à sua resistência em diversos aspectos. O processo de construção de uma peça através da impressão 3D se dá pelo depósito camada a camada de material fundido em uma superfície, sendo depositado em formato de fio, no caso de uso de filamento, pó, caso seja usado técnicas de sinterização, ou então resina, para técnicas que utilizam *stereolithography* ou *selective laser sintering*.

Portanto, após definição da técnica e material utilizado, foi possível definir a geometria do cubesat então, sendo uma pré definição que o mesmo seria do tipo 1U, ou seja, possuiria dimensões de $10 \times 10 \times 10$ cm. Logo, foram propostas 3 configurações distintas de estrutura, almejando-se a que melhor atendesse o projeto em disposição dos dispositivos internos, fixação dos componentes e demais necessidades, sendo o formato final escolhido mostrado na Figura 1.

Figura 1 - Formato final do cubesat



Também é importante mencionar que diversos testes de impressão foram realizados com o intuito de encontrar a configuração que melhor atendesse à impressão das peças. Outro fato a ser explicitado é a divisão da impressão da estrutura do cubesat, uma vez que viu-se a possibilidade de eliminar suportes durante a impressão, caso a mesma fosse repartida em diversos componentes.

Almejando o equilíbrio entre resistência e preenchimento, determinou-se a configuração de impressão após os testes realizados, não sendo a de 100% de preenchimento a escolhida. Também foram adicionados bases de sustentação de pilares para a alocação das placas com os sensores numa fase posterior, devido à necessidade de fixação das mesmas.

Além disso, menciona-se que para se alcançar os resultados esperados, teve-se a necessidade de calibração da impressora com o filamento escolhido, uma vez que este está sujeito à temperatura e umidade do ambiente, como também do processo de fabricação que está sujeito. Para isso configurações diversas foram alteradas, desde temperatura de impressão, como fluxos e temperatura da mesa de impressão, o que pode ser notado na Figura 2 .

Figura 2 - Configuração de impressão



Devido à dilatação e contração do material, foi testado o encaixe das peças, as quais mostraram-se possuir a configuração de encaixe por interferência, o que levou a um tratamento da superfície para conferir boas tolerâncias e encaixes precisos, contudo, mesmo antes do tratamento, enxergava-se a interferência como algo positivo ao projeto, contribuindo para a rigidez das peças.

Ao final do processo, percebeu-se que o resultado esperado para a confecção da peça foi atingido, podendo ser entregue uma estrutura com inúmeras características positivas, ressaltando assim o potencial de impacto que a manufatura aditiva possui.

4. PROTOTIPAGEM: ELETRÔNICA E SISTEMAS

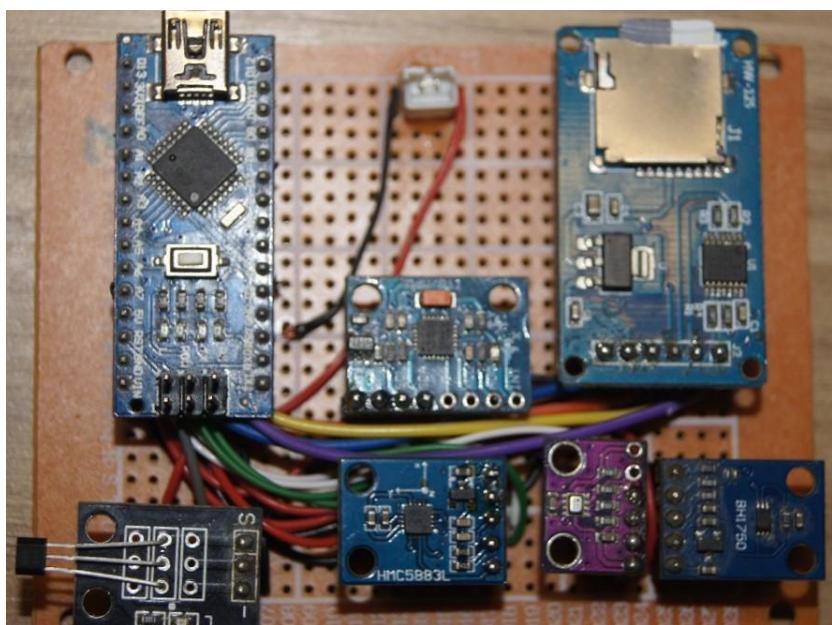
Com a impressão da geometria e a definição da fixação na estrutura, foi possível confeccionar as placas controladoras para o sistema. Para essa tarefa teve-se preocupações como posicionamento das conexões de energia, distribuição do momento de inércia da estrutura como também a correta captura de dados pelos sensores.

Outro fator também decisivo foi a divisão do sistema em duas placas, algo que impactava diretamente as preocupações acima citadas. Sendo uma das placas somente destinada à captura dos dados de posicionamento, com a presença do sensor GPS, e os demais sensores na placa restante.

Com isso, para a placa que possuía os sensores responsáveis por atitude teve-se o devido cuidado com o módulo Gy-521, responsável por giroscópio e acelerômetro estivesse no centro da estrutura, como também que o Gy-273 estivesse alinhado e marcado para mostrar corretamente a direção que o cubesat estaria, pois seria responsável pela bússola, dado este ser um magnetômetro.

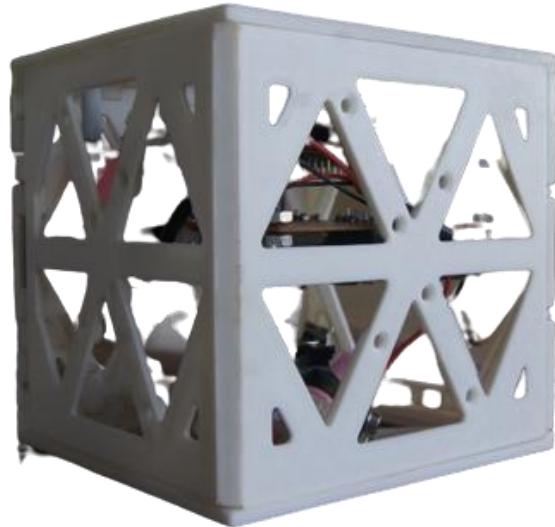
Ao mesmo tempo, havia a necessidade do módulo Gy-203 estar em uma das pontas da estrutura, para que fosse possível capturar dados de luminosidade sem interferência da estrutura, e somado a isso, o fato do microcontrolador estar com sua conexão de energia voltada para a borda externa, bem como a do módulo de leitura do cartão microSD, sendo possível visualizar a configuração na Figura 3.

Figura 3- Placa controladora I2C



Após essa montagem, foi possível integrar as placas à estrutura, o que pode ser notado na Figura 4 e testar a programação desenvolvida para o sistema de maneira prática. O que gerou diversas tomadas de dados em horários diferentes e com tomadas de tempo diversas, contribuindo todas de maneira positiva para o projeto.

Figura 4 - Cubesat finalizado

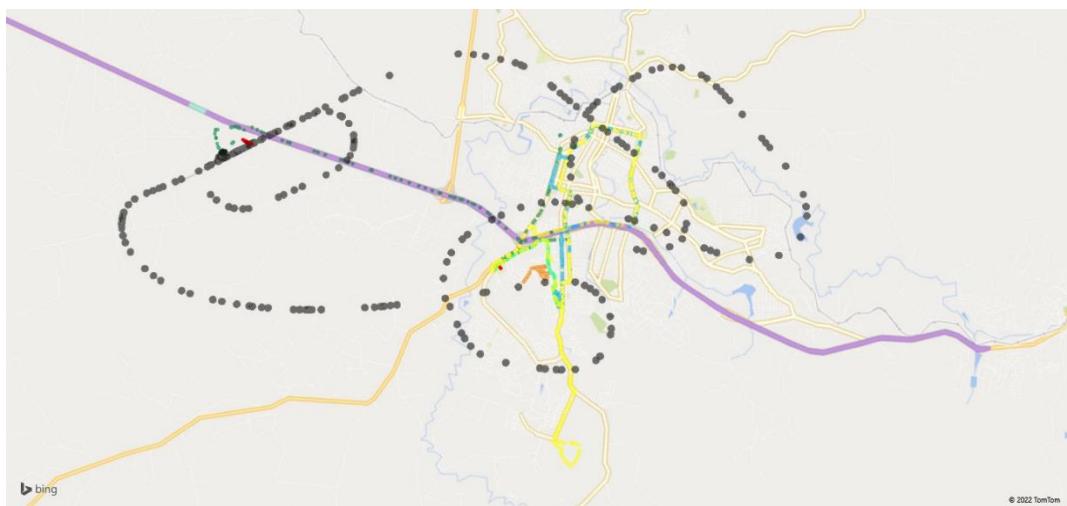


5. FASE DE TESTES: TERRESTRE E AÉREO

Ao longo do projeto foi possível realizar sessões de teste diversos, com a captura e gravação de dados diversos, sendo possível observar claramente o funcionamento do sistema e suas limitações.

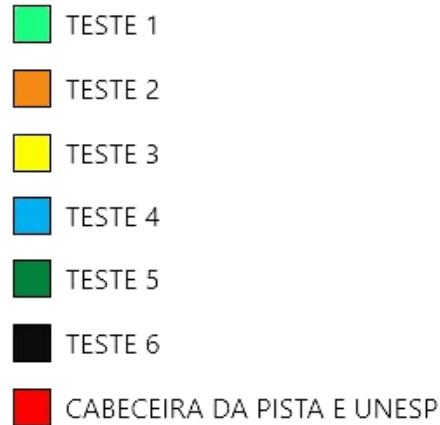
Dentre os testes realizados, ressalta-se a priori os dados obtidos através do sensor GPS integrado ao sistema, sendo possível visualizar as rotas traçadas na Figura 5. É perceptível que a taxa de aquisição de dados do sensor GPS foi variada durante todos os percursos, sendo um ponto de melhoria para uma futura versão, e isso se dá pelo custo do sensor, como também pelas suas limitações.

Figura 5- Rotas traçadas por GPS



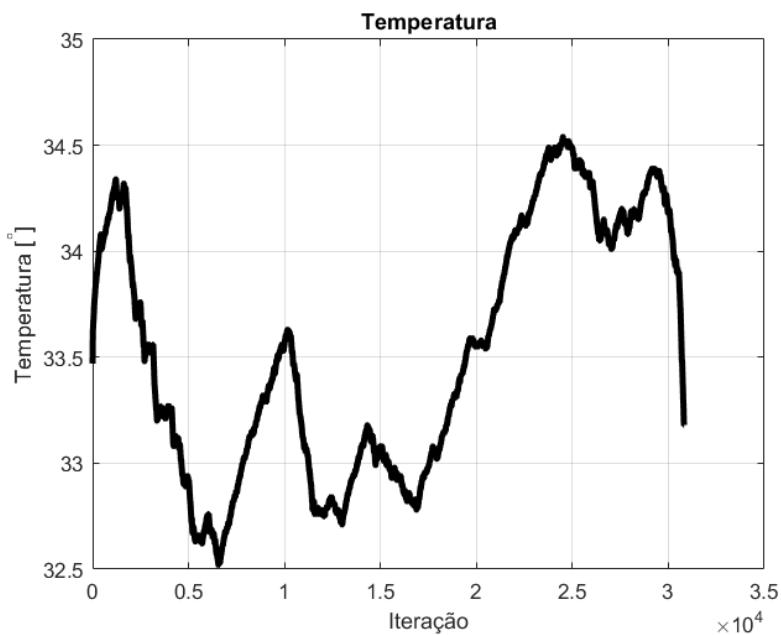
Sendo as rotas apresentadas na Figura 6, pode-se perceber que o teste de número 6 foi o realizado durante em voo, para comprovar a eficácia dos sensores mesmo em um ambiente com maior variação de dados durante toda a rota traçada, do fim ao início do teste.

Figura 6 - Legenda dos testes



Com o teste de número 6 foi possível adquirir dados como pressão e temperatura por iteração do sistema, originando gráficos a posterior como o da Figura 7.

Figura 7 - Gráfico tempera x iteração



Com o sensoriamento via giroscópio e acelerômetro, também conseguiu-se capturar tais dados de atitude do satélite, sendo importante ressaltar a escolha do fundo de escala para ambos, uma vez que este possuia liberdade na sua escolha. Sendo o fundo de escala escolhido de +/- 2000°/s e de +/-16g, originando os dados captados na Figura 9 e na Figura 8.

Figura - Dados obtidos do acelerômetro

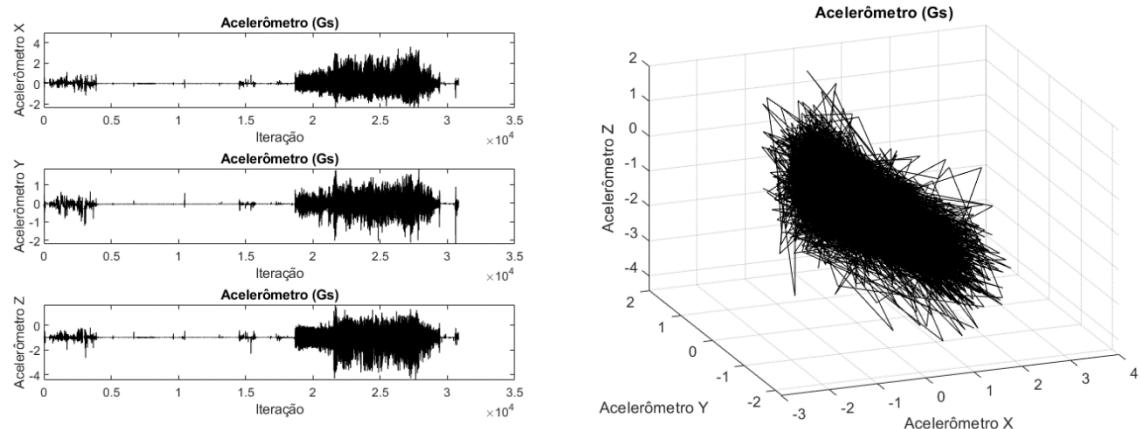
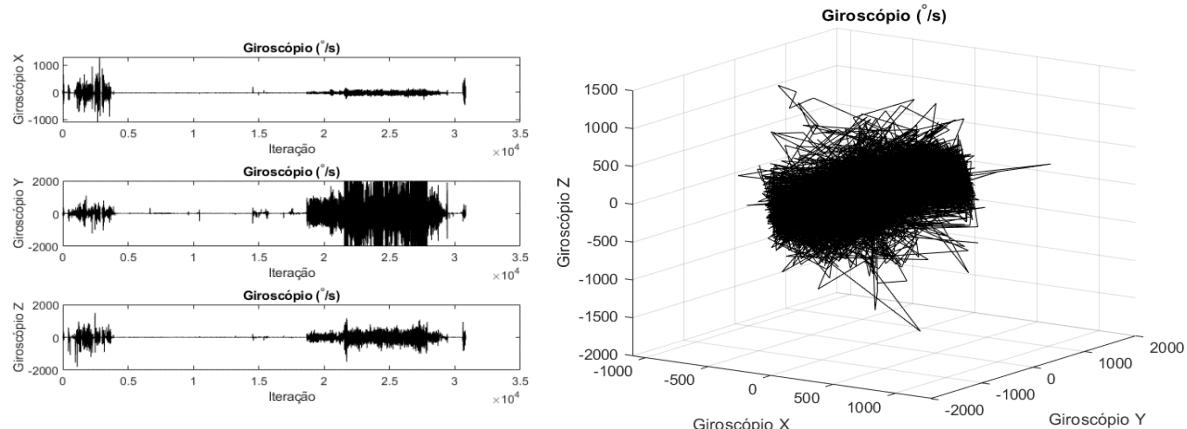


Figura - Dados obtidos do giroscópio



Sendo os dados representados o do voo realizado, pode-se perceber claramente as fases do mesmo, uma vez que o momento onde teve-se maior perturbação dos dados foi justamente o que o piloto fez uma arremetida, para assim averiguar o devido funcionamento dos dispositivos envolvidos. Imagens do voo podem ser vistas na Figura 10 e na Figura 11

Figura 10 - Voo de Teste do cubesat



Figura 11 - Fixação do cubsat no compartimento de carga



6. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Ressalta-se mais uma vez o caráter prático do projeto, com forte peso em inovação e grande incentivo à pesquisa e extensão universitária, dado a submissão do mesmo em 4 congressos diferentes, o que reforça a riqueza do laboratório que foi esse projeto.

Também se comenta sobre a confiabilidade que o mesmo mostrou, uma vez que foi submetido a várias etapas de validação, passando com sucesso em cada uma delas, sendo essas responsáveis por alinhar o projeto cada vez mais, buscando o sucesso e almejando a finalização com aquisição de diversos dados.

Ainda mais, também foi possível notar que havia pontos a se melhorar durante o processo, sendo responsável por impactar diretamente na qualidade dos dados, como também na expansão das atividades e ambientes possíveis que o cubesat poderia entrar em operação.

AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio do CNPq, Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico – Brasil (Bolsa PIBIC CNPQ #2499/2021), Projeto FINEP: 0527/18, e o apoio ao CEPI-MATE.

REFERÊNCIAS

DOMINGUES, C. V. B.; BRASCHI, E. F.; JORGE FILHO, M.; SANTOS, D. P. S. Dos. INSTRUMENTAÇÃO DE SATÉLITE UNIVERSITÁRIO DE BAIXO CUSTO. Em: **Tendências e avanços científicos nas engenharias: aeronáutica, aeroespacial, eletrônica e de telecomunicações**. [s.l.] : Editora Amplia, 2022. p. 123–138.

LI, J.; POST, M.; WRIGHT, T.; LEE, R. Design of Attitude Control Systems for CubeSat-Class Nanosatellite. **Journal of Control Science and Engineering**, [s. l.], v. 2013, p. 1–15, 2013. Disponível em: <http://www.hindawi.com/journals/jcse/2013/657182/>

MARTINS, N. F.; SANTOS, D. P. S. Dos; BRITO, C. C. De; SANTOS, R. A. Dos; PENCHEL, R. A. DESIGN DE ANTENAS DE MICROSTRIP PARA CUBESATS, COM EBG NO SUBSTRATO UTILIZANDO O PROCESSO DE MANUFATURA ADITIVA DE POLÍMEROS. Em: **Tendências e avanços científicos nas engenharias: aeronáutica, aeroespacial, eletrônica e de telecomunicações**. [s.l.] : Editora Amplia, 2022. p. 41–54.

POGHOSYAN, A.; GOLKAR, A. CubeSat evolution: Analyzing CubeSat capabilities for conducting science missions. **Progress in Aerospace Sciences**, [s. l.], v. 88, p. 59–83, 2017.. Acesso em: 3 jul. 2022.

VILLELA, T.; COSTA, C. A.; BRANDÃO, A. M.; BUENO, F. T.; LEONARDI, R. Towards the thousandth CubeSat: A statistical overview. **International Journal of Aerospace Engineering**, [s. l.], v. 2019, 2019.. Acesso em: 3 jul. 2022

CAPÍTULO VIII

PROJETO DE CONSTRUÇÃO DE BANCADA PARA MOTOR ELÉTRICO E MEDIÇÃO DE RUÍDO

BENCH CONSTRUCTION PROJECT FOR ELECTRIC MOTOR AND NOISE MEASUREMENT

DOI: 10.51859/AMPLA.TAC386.1223-8

Abner Rodrigues Barbosa ¹
Isis Rodrigues Fernandes de Faria Salgado ²
Leandra Isabel de Abreu ³

¹ Graduando do curso de Engenharia Aeronáutica. Universidade Estadual Paulista “Júlio de Mesquita Filho” - UNESP

² Graduanda do curso de Engenharia Aeronáutica. Universidade Estadual Paulista “Júlio de Mesquita Filho” - UNESP

³ Professora do Departamento de Engenharia Aeronáutica. Universidade Estadual Paulista “Júlio de Mesquita Filho” – UNESP

RESUMO

Este trabalho refere-se à construção de uma bancada de teste para um motor elétrico utilizando manufatura aditiva. Além disso, é realizado o desenvolvimento de um código para a análise dos ruídos captados durante os experimentos. A base de dados é coletada em duas configurações: uma com o motor sem a carenagem e outra com o motor com a carenagem instalada. A bancada é projetada e construída para fornecer um ambiente controlado para os testes, enquanto o código desenvolvido processa e interpreta os dados de ruído captados por um microfone. Isso permite a análise e comparação dos ruídos gerados em diferentes configurações do motor.

Palavras-chave: Ruído. Motor. Carenagem. Bancada. Medição. Análise.

ABSTRACT

This work refers to the construction of a test bench for an electric motor using additive manufacturing. Furthermore, the development of a code to analyze the noises captured during the experiments is carried out. The database is collected in two configurations: one with the motor without the enclosure and another with the motor with the enclosure installed. The bench is designed and built to provide a controlled environment for the tests, while the developed code processes and interprets the noise data captured by a microphone. This allows for the analysis and comparison of the noises generated in different motor configurations.

Keywords: Noise. Motor. Enclosure. Test bench. Measurement. Analysis.

1. INTRODUÇÃO

No contexto da indústria aeronáutica, observa-se uma preocupação acerca do problema do ruído de hélices, principalmente, devido às pressões dos regulamentos governamentais sobre a poluição sonora e ao conforto dentro da cabine (MOUSSA, 2014). Sob essa perspectiva, na indústria moderna mostra-se relevante o conforto percebido pelo passageiro no que diz respeito às vibrações e ruído mediante ao aumento da velocidade de cruzeiro da aeronave (GENNARO et al, 2010; ABREU et al, 2021; ABREU et al, 2020). Nesse sentido, o conforto na cabine de uma aeronave foi essencial no início das pesquisas em aeroacústica, tendo em vista que, atualmente, tal característica mostra-se vantajosa para os fabricantes de aeronaves, a fim de atrair mais clientes (MOUSSA, 2014).

Como a demanda por aeronaves de médio e pequeno porte tende a aumentar, faz-se necessária a renovação depesquisas sobre hélices, que continuam sendo o principal sistema propulsivo utilizado nessas aeronaves, devido ao baixo custo e alta eficiência propulsiva (BARROS, 2009). No entanto, a redução da emissão sonora causada por elas ainda se mostra como um desafio, destacando a relevância do estudo e do desenvolvimento de mecanismos de simulações e experimentos a fim de avaliar a geração do ruído de hélices.

Assim, o problema da pesquisa a ser abordado é o desenvolvimento de uma bancada de testes capaz de avaliar o ruido gerado por uma hélice acoplada a um motor, envolvido por uma carenagem, enquanto é realizado o estudo aerodinâmico da hélice e da carenagem que envolve o motor.

2. CONSTRUÇÃO DA BANCADA

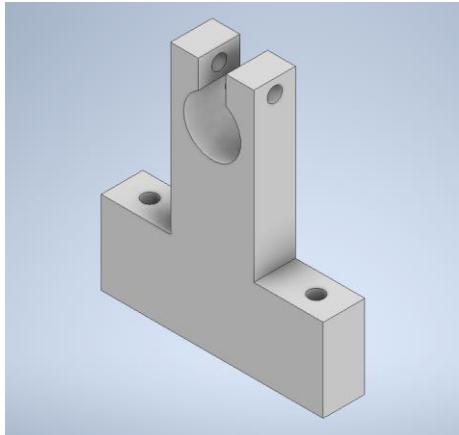
2.1. Materiais, Métodos e Montagem

Foram utilizados os seguintes materiais para o desenvolvimento da bancada de testes: Madeira; Grampo sargento; Parafusos, porca e arruelas; Bateria Life 3S 4200 mAh; Redutores XT90/XT60; Rádio controlador; Receptor; Suporte para o motor e microfone (Impressão 3D); Microfone; e PLA.

A bancada de testes foi construída utilizando materiais mencionados anteriormente, com o objetivo de captar com precisão o ruído gerado pelo motor. O *software Inventor* foi fundamental para criar um modelo em 3D da estrutura de suporte para o motor (Figura 1) e o microfone (Figura 2) utilizados na bancada de testes. Por meio do *software*, foi possível visualizar detalhadamente as peças antes e depois de imprimi-las, permitindo a identificação e

correção de possíveis erros ou ajustes necessários. A impressão em 3D da estrutura personalizada possibilitou a criação de uma peça com dimensões e especificações exatas para os testes, resultando em maior precisão e eficiência. O PLA (Ácido Poliláctico) foi utilizado como matéria-prima, garantindo a segurança e confiabilidade dos resultados obtidos na bancada de testes. Com isso, foi possível realizar a montagem da bancada (Figura 3) e (Figura 4) para realizar os testes.

Figura 1: Suporte do Motor



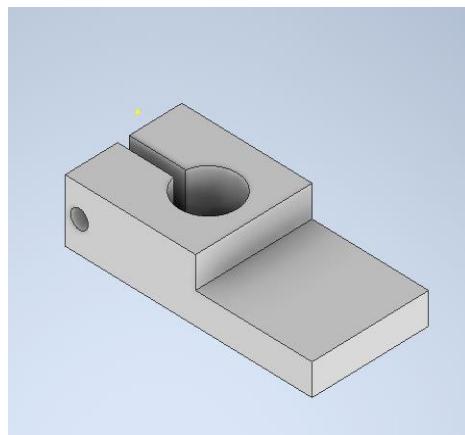
Fonte: Autoria própria

Figura 3: Bancada montada com motor sem carenagem



Fonte: Autoria própria

Figura 2: Suporte do microfone



Fonte: Autoria própria

Figura 4: Bancada montada com motor com carenagem



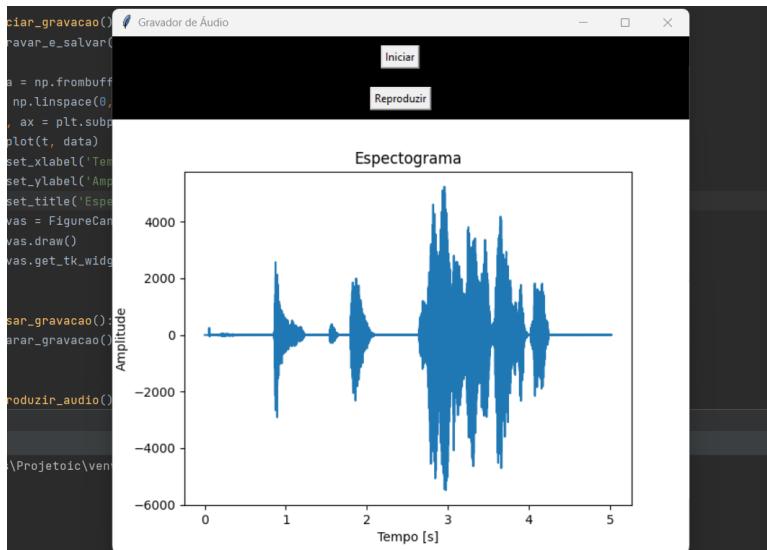
Fonte: Autoria própria

3. PROGRAMA PARA AQUISIÇÃO DE RUÍDOS

Para a análise do sinal de áudio captado, foi desenvolvido dois códigos em paralelo, em Python (Figura 5) e MATLAB (Figura 10). Neste estudo, utilizamos a Transformada de Fourier de Tempo Curto (STFT) para calcular o espectrograma de amplitude por tempo do motor elétrico. A STFT permite analisar as variações espectrais ao longo do tempo, dividindo o sinal de áudio em segmentos curtos e aplicando a Transformada de Fourier em cada segmento.

Utilizamos a biblioteca *matplotlib* em Python para calcular o spectrograma a partir dos dados de áudio. O spectrograma nos permitiu identificar padrões e variações espectrais associadas ao ruído gerado pelo motor, auxiliando no aprimoramento do desempenho acústico do motor elétrico. Além disso, permitiu a realização de diversas análises, como a identificação dos espectros de frequência mais críticos e a otimização com passa-faixa para a redução do ruído indesejáveis do ambiente. Também, foi possível a reprodução do áudio captado, o que possibilitou uma melhor compreensão do comportamento do motor em diferentes condições de operação.

Figura 5: Espectrograma gerado pelo código



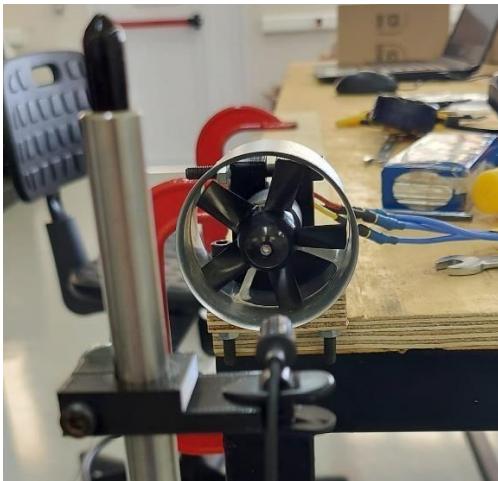
Fonte: Autoria própria

4. RESULTADOS OBTIDOS

4.1. Configurações do Microfone

Realizou-se o experimento de medição de ruído em quatro configurações diferentes: com o microfone na direção frontal e posteriormente na direção lateral, para o caso do motor com carenagem e sem carenagem, conforme mostram as figuras 1,2,3 e 4, respectivamente.

Figura 6: Motor com carenagem – frontal



Fonte: Autoria própria

Figura 8: Motor sem carenagem – frontal



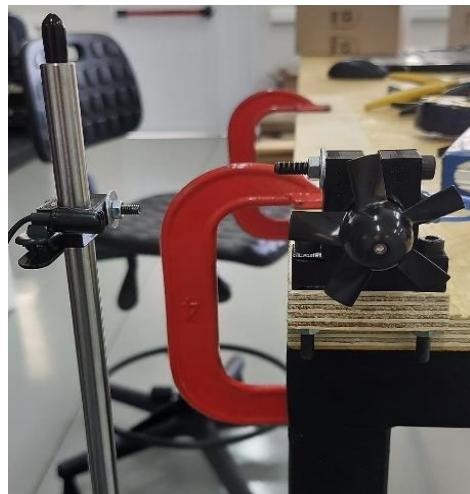
Fonte: Autoria própria

Figura 7: Motor com carenagem lateral



Fonte: Autoria própria

Figura 9: Motor sem carenagem lateral



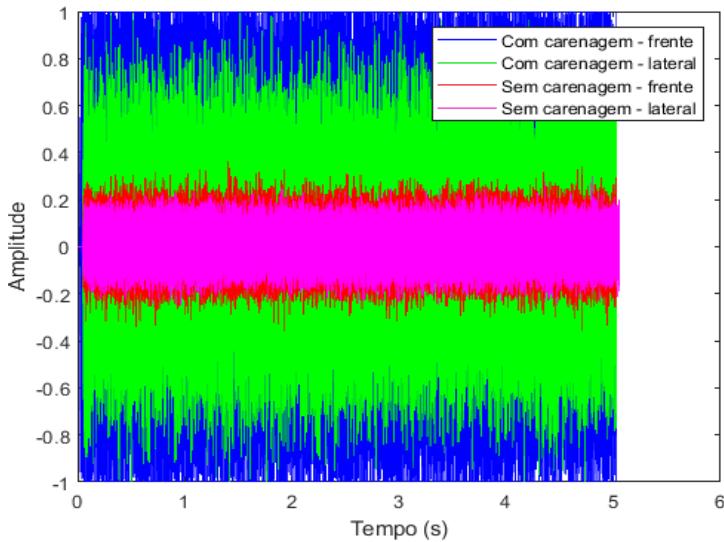
Fonte: Autoria própria

Nesse contexto, o microfone encontrava-se a uma mesma distância de 10 cm para todos os casos.

4.2. Análise dos Ruídos Coletados – Via MATLAB

Após realizar a coleta dos dados sonoros, utilizou-se um código implementado no software MATLAB para plotar os gráficos que representam a amplitude do ruído em função do tempo. A amplitude foi medida em decibéis (dB), enquanto o tempo foi representado em segundos (s). A Figura 5 exibe os quatro gráficos gerados, os quais contemplam os diferentes casos analisados:

Figura 10: Gráficos Amplitude do ruído x tempo

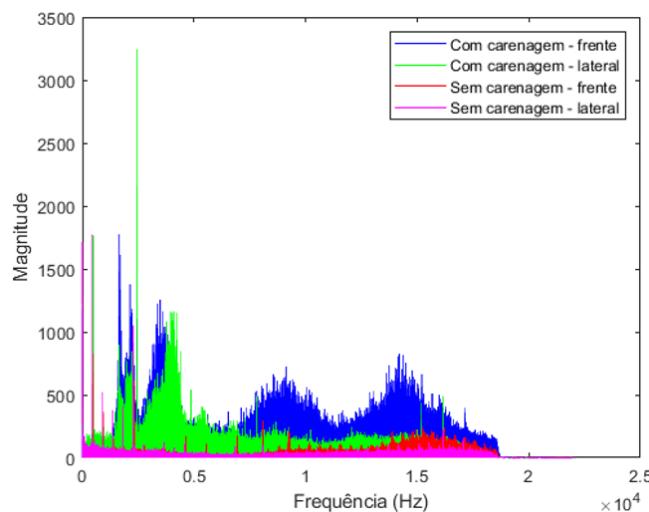


Fonte: Autoria própria

Plotou-se também o gráfico da FFT (*Fast Fourier Transform*), as transformadas rápidas de Fourier para todos os casos. Essa é uma técnica de processamento de sinais que permite transformar um sinal que está no domínio temporal para seu equivalente no domínio da frequência. Sob essa perspectiva, o eixo horizontal do gráfico de FFT representa a frequência medida em Hertz (Hz), em escala logarítmica e o eixo vertical representa a amplitude do sinal em cada frequência.

Baseado nas observações dos casos, nota-se que em ambos os casos da configuração frontal do microfone, mais ruído foi captado. Observa-se também que em ambos os casos da configuração do motor com carenagem, mais ruído foi gerado. Isso pode ser devido à presença de ressonância na estrutura interna da carenagem.

Figura 11: Gráficos FFT



Fonte: Autoria própria

5. CONSIDERAÇÕES FINAIS

O som é uma onda de pressão que se propaga através de um meio, e sua frequência de vibração é medida em Hertz (Hz). Existem certas frequências de vibração em que uma estrutura tende a vibrar com uma amplitude acentuada devido à ressonância causada pela vibração de outro sistema. No caso em questão, é possível que a estrutura interna da carenagem tenha entrado em ressonância, resultando em maiores frequências de vibração e consequentemente um aumento no ruído gerado.

Observou-se que, em relação à captação do ruído, o posicionamento frontal do microfone proporcionou uma melhor captura em comparação com os casos em que estava posicionado lateralmente. Isso indica que a presença da carenagem aumentou a geração de ruído e que o microfone teve um desempenho mais eficaz quando direcionado diretamente para a fonte sonora.

Portanto, a bancada de testes e o código desenvolvidos neste projeto representam uma contribuição importante para a pesquisa nessa área, pois permitem a avaliação do nível de ruído gerado por motores envolvidos com carenagem. Espera-se que o conhecimento adquirido e os resultados obtidos possam ser aplicados em futuras pesquisas e projetos, contribuindo para o desenvolvimento de soluções cada vez mais eficazes na redução do ruído gerado por motores.

Gostaríamos de expressar nossa gratidão à professora Leandra pelo apoio e orientação contínuos ao longo do projeto, ao técnico Marcelo Jorge Filho pelo significativo auxílio prestado na manufatura aditiva e nos testes experimentais, e à Unesp pelo suporte e incentivo financeiro fornecidos.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

BARROS, A.B.: *Análise de Desempenho e Ruído de Hélices de Mínima Perda de Energia* (2009)

GENNARO, M.; CARIDI, D.; POURKASHANIAN, M.: *Ffowcs Williams-Hawkins Acoustic Analogy for Simulation of Nasa SR2 Propeller Noise In Transonic Cruise Condition* (2010)

ABREU, L. I., TANARRO, A., CAVALIERI, A. V., SCHLATTER, P., VINUESA, R., HANIFI, A., & HENNINGSON, D. S. "Spanwise-coherent hydrodynamic waves around flat plates and airfoils." *Journal of Fluid Mechanics* 927 (2021): A1.

ABREU, L. I., TANARRO, A., CAVALIERI, A. V., SCHLATTER, P., VINUESA, R., HANIFI, A., & HENNINGSON, D. S. (2020). Wavepackets in turbulent flows around airfoils.

MOUSSA, K.: *Computational Modeling of Propeller Noise: NASA SR-7A Propeller*, (2014)

SANTOS, R. M.: *Ruído de Hélices: Mecanismos de Geração de Modelagem dos Tons Discretos* (1995)

CAPÍTULO IX

DESENVOLVIMENTO DE UMA METODOLOGIA EXPERIMENTAL UTILIZANDO CORRELAÇÃO DE IMAGENS DE DIGITAIS

DEVELOPMENT OF AN EXPERIMENTAL METHODOLOGY USING DIGITAL IMAGE
CORRELATION

DOI: 10.51859/AMPLA.TAC386.1223-9

Gabriel Guimarães Pereira ¹

Leandra Isabel de Abreu ²

Julian Arnaldo Avila Diaz ³

¹ Graduando do curso de Engenharia Aeronáutica. Unesp – Faculdade de Engenharia Câmpus de São João da Boa Vista

² Professora Doutora do curso de Engenharia Aeronáutica. Unesp – Faculdade de Engenharia Câmpus de São João da Boa Vista

³ Professor do Department of Strength of Materials and Structural Engineering-Barcelona School of Engineering (ETSEIB), Universitat Politècnica de Catalunya, Catalunya, Barcelona , Spain.

RESUMO

A técnica de Correlação de Imagens Digitais, CID (DIC, em inglês, Digital Image Correlation) se trata de uma técnica não invasiva a qual consiste na interpretação de sinais obtidos a partir das imagens de um corpo de prova. Os sinais são interpretados e transcritos em campos de deslocamentos (2D ou 3D). A técnica de CID consiste em capturar imagens de uma peça, enquanto ocorre um ensaio de tração, compressão ou cisalhamento e a partir das imagens geradas às aplicar a um software de correlação de imagens.

Neste trabalho o objetivo principal é de descrever um método que seja aplicável para correlações de imagens digitais em 2D. Este trabalho contemplará conceitos de imagens que são primordiais para se realizar o ensaio, em como as configurações iniciais do processo na máquina de ensaios universais em questão.

Palavras-chave: CID. Correlação. Imagens. Ensaio. Tração.

ABSTRACT

The Digital Image Correlation technique (DIC) is a non-invasive technique which consists in the interpretation of signals received from the images of a specimen. Signals are interpreted and transcribed into displacement fields (2D or 3D). The DIC technique consists of capturing images of a piece, while an interpretation, stress or shear test is taking place and, from the generated images, applying it to a DIC software.

In this work the main objective is to describe a method which is applicable for correlations of 2D digital images. This work will contemplate concepts of images that are essential to carry out the test, such as the initial configurations of the process in the test machine in question.

Keywords: DIC. Correlation. Image. Assay. Stress.

1. INTRODUÇÃO

A técnica de Correlação de Imagens Digitais, CID (DIC, em inglês, Digital Image Correlation) se trata de uma técnica não invasiva a qual consiste na interpretação de sinais obtidos a partir das imagens de um corpo de prova. Os sinais são interpretados e transcritos em campos de deslocamentos (2D ou 3D). A técnica de CID consiste em capturar imagens de uma peça, enquanto ocorre um ensaio de tração, compressão ou cisalhamento e a partir das imagens geradas às aplicar a um software de correlação de imagens.

Dado que a análise de dados irá ser por meio de imagens, o conceito de imagem é primordial para tal. No âmbito de correlação de imagens é interessante que vejamos uma imagem como uma matriz de números inteiros, o qual 255 representa o branco e o 0 (zero) representa preto (isso para uma imagem em 8 bits, podemos trabalhar com uma imagem de 16 bits, por exemplo, teríamos uma imagem com 65536 variações do branco ao cinza) (TOCCI, 2000, P.40). Assim teremos uma disposição de números que representam uma escala de cores. Quando ocorre um deslocamento ou deformação do corpo decorrente da tensão aplicada, um software interpretará a imagem primeiramente por meio de uma matriz e dado os valores de um pixel poderemos estimar esse deslocamento.

Neste trabalho o objetivo principal é de descrever um método que seja aplicável para correlações de imagens digitais em 2D. Este trabalho contemplará conceitos de imagens que são primordiais para se realizar o ensaio, em como as configurações iniciais do processo na máquina de ensaios universais em questão.

2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1. O Conceito de Imagem

Uma imagem normalmente é descrita como uma imitação ou representação de uma forma ou objeto. O que para o conceito de CID não é algo totalmente errado, pois em muitos casos essa imagem será a representação de um objeto, porém é importante que essa imagem seja a quantização de um sinal recebido. Uma imagem pode ser definida como uma função bidimensional $f(x,y)$, onde x e y representam as coordenadas de um plano e seu valor (ou intensidade) serão representadas pelas escalas de cinza imposta a essa função bidimensional (Gonzalez, 2010, p. 1). Ou seja, para software de correlação de imagens, essas imagens capturadas serão como uma matriz de números inteiros, o qual 255 representa o branco e o 0 (zero) representa preto.

2.2. O Triângulo da Exposição

O Triângulo da Exposição trata-se de 3 fatores que irão compor parâmetros que influenciam na qualidade de imagem, sendo assim na nossa capacidade de interpretar isso como valores em uma função bidimensional (o conceito de imagem tratado em CID). São eles o a Sensibilidade ISO, a Velocidade do Obturador, e a Abertura do Diafragma.

2.2.1. Sensibilidade ISO

Em fotografias feitas por câmeras analógicas, a sensibilidade ISO é a sensibilidade do filme a exposição da luz. Para estas câmeras era necessário trocar o tipo de filme para que estas atendessem a necessidades do fotógrafo. Por exemplo em um dia ensolarado um ISO menor era necessário para captar uma imagem.

No caso de câmeras digitais o ISO é ajustado digitalmente, tratando-se, portanto, de uma compensação digital da exposição da luz. Para CID e as análises de imagens aqui tratadas, utilizamos um ISO mais baixo pois necessitamos de uma compensação menor da nossa imagem, evitando que ela de alguma forma corrija as escalas de cinza que serão captadas no ensaio.

2.2.2. Velocidade do Obturador

A velocidade do obturador influencia na captura da imagem no quesito o quanto de luz irá ser captada pelo sensor da câmera. Exposições mais lentas normalmente são utilizadas em fotografias estáticas, com pouca luminosidade. Enquanto exposições mais altas são utilizadas quando precisamos fotografar momentos que estão em movimento. Uma fotografia de algo que está se movendo com alta exposição tende a ter um efeito de algo borrado, ou tremido, por isso fotografias de eventos esportivos, por exemplo, são tiradas com exposições mais baixas. No caso de um CID uma velocidade suficientemente baixa para que o movimento do corpo durante o ensaio não gere uma imagem borrada é preferível.

2.2.3. Abertura do Diafragma

Normalmente é parâmetro que irá influenciar na profundidade de campo de uma fotografia. No caso é como o objetivo é realizar um ensaio de tração a câmera normalmente irá ser posicionada em uma distância curta portanto um valor baixo de abertura é preferível.

2.3. Lentes e Suas Distorções.

Lentes de câmeras possuem distorções intrínsecas, justamente por seu formato, por isso é interessante que estas lentes sejam escolhidas com o fim de minimizar o efeito “olho de peixe”

gerado por sua geometria. Neste caso é preferível que se utilizem lentes Macro de 100mm, dada a distância a qual serão aquisitadas as imagens.

3. MATERIAIS E MÉTODOS

3.1. Exemplo de Experimento

O seguinte experimento serve como um guia de equipamentos e processos para realizar um ensaio com técnicas de CID.

3.2. Manufatura dos Corpos de Prova

A estrutura em questão foi fabricada por manufatura aditiva utilizando a fusão seletiva a laser em camada de pó de aço 18Ni Maraging 300, com composição química de 17,88Ni, 0,001C, 9,0Co, 4,8Mo, 1,1Ti, 0,1Al % em peso. Este material foi escolhido porque é um aço de altíssima resistência que pode ter as suas propriedades mecânicas e capacidade de absorver energia de deformação com aplicação de tratamentos térmicos (SYCHOV, 2017, P. 81)

Parte do trabalho foi realizado no campus da Universidade de São Paulo em São Carlos, utilizando uma máquina universal de ensaios e uma câmera fotográfica adequada para obter imagens de qualidade, como mostrado na figura 1. Para este experimento utilizamos:

- Uma câmera fotográfica Canon T7i equipada com uma Lente Macro 100
- Tripé para suporte
- Luzes de faróis de milha de LED 30 W
- Máquina de Tração para o experimento (EMIC)
- 2 Sprays de tinta, sendo um branco e outro preto.

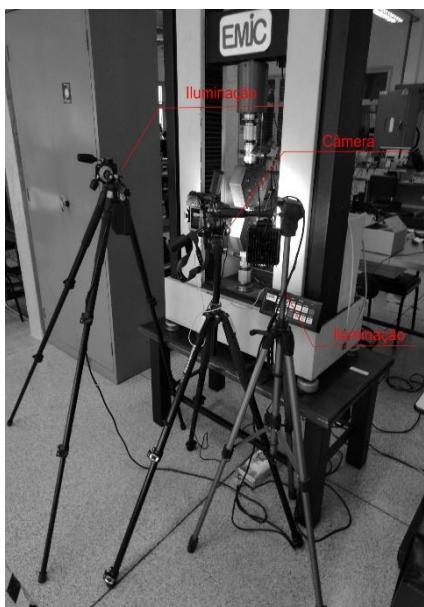
Antes de iniciar o experimento aplicamos um padrão aleatório, na superfície da amostra que será fotografada, por meio de sprays de tinta para artesanato. Utilizamos o spray branco e outro preto para que com este padrão fosse possível detectar os deslocamentos por meio das imagens.

Para iniciar o experimento posicionamos a iluminação e a câmera como sugere a figura 1 e posicionamos a amostra na máquina de ensaios. Conectamos a câmera com um computador por meio do software *EOS Utility* e a programamos para que a câmera realizasse os disparos da foto a cada 6 segundos (taxa de aquisição), com o ISO o mais baixo possível, o foco em 5.6 e tempo de exposição 1/40, isso tudo realizado com a câmera no modo manual e com o autofocus desligado. Iniciamos o experimento do primeiro corpo de prova de seção retangular. Ao final

dos experimentos temos fotos que descrevem a resposta do corpo de prova ao ensaio e a curva de força em função do tempo para o experimento.

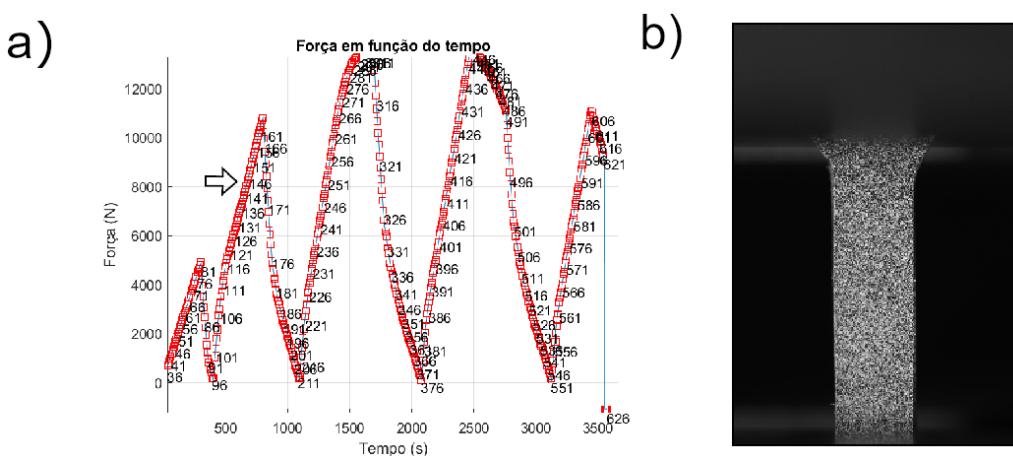
O experimento foi realizado com uma pré-carga de 1030 N, para o corpo de prova de seção retangular reduzida na região de medição, realizamos 3 ciclos de carga para analisar a histerese do material e poder compreender como a região elástica e plástica iriam se comportar nos gráficos gerados nas figuras 2 e 3.

Figura 1 - Ensaio mecânico de compressão assistido pela técnica de CID.



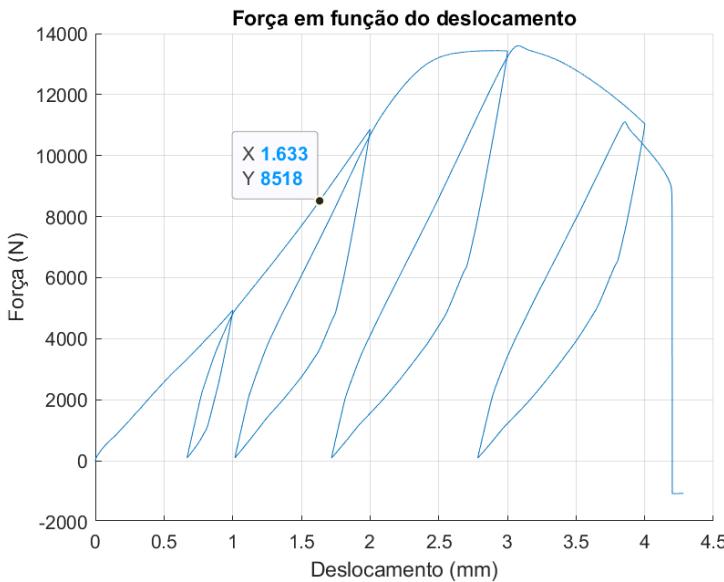
Fonte: Autoria própria.

Figura 2 - a) Curva de força vs tempo, destaque por meio da seta na foto 146 aquisitada no ensaio. b) Foto 146 aquisitada no ensaio.



Fonte: Autoria própria.

Figura 3 - Gráfico de força vs deslocamento. Destaque para o ponto onde a foto 146 foi aquisitada

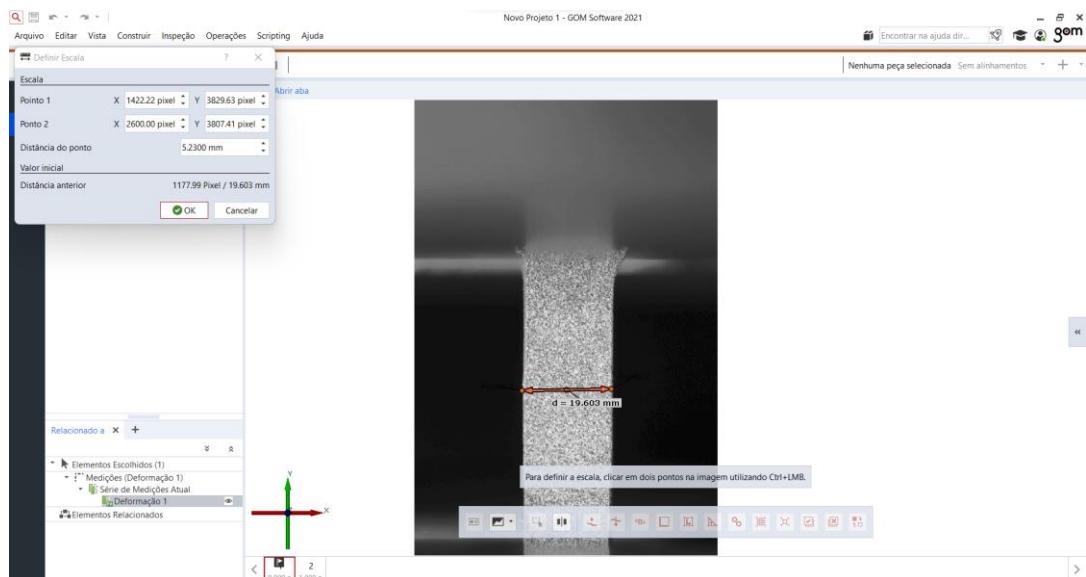


Fonte: Autoria própria.

3.3. Utilização do Software de correlação de imagens

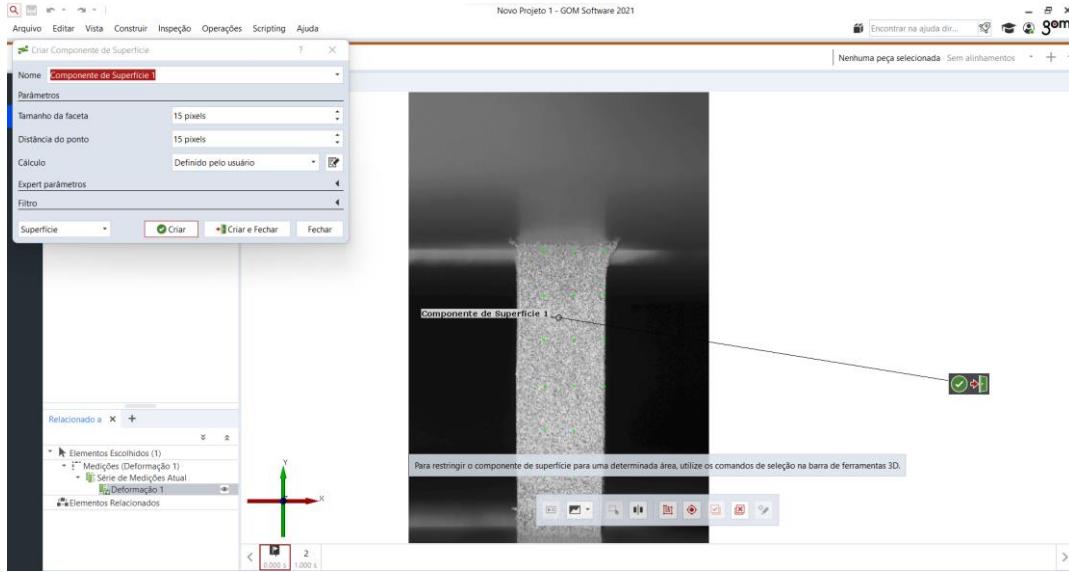
Para começar nossa primeira análise importamos as fotos (2 no total, compreendendo a imagem de referência e a deformada) definimos a escala, no caso o tamanho da peça previamente medido para que possamos mensurar em milímetros o deslocamento (figura 4) e criamos a malha, as configurações utilizadas se encontram na figura 5. Após isso podemos selecionar uma análise para fazer, como primeiro exemplo, analisamos o campo de deslocamento (figura 6).

Figura 4 - Definindo a escala para o primeiro experimento.



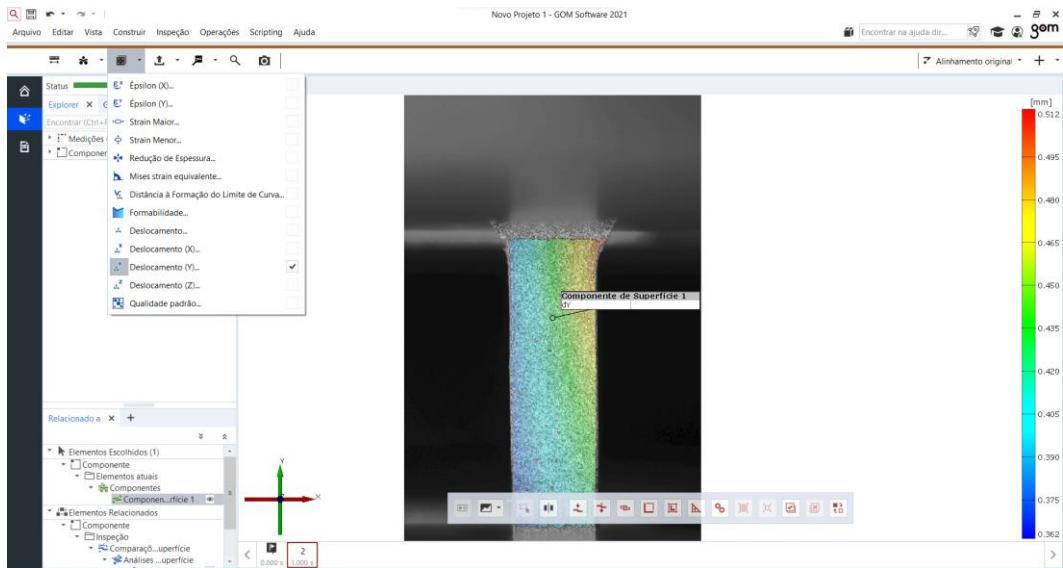
Fonte: Autoria própria.

Figura 5 - Componente de superfície criado para o primeiro experimento.



Fonte: Autoria própria.

Figura 6 - Componente de superfície criado para o primeiro experimento explicitando os campos de deslocamento no eixo cartesiano Y.

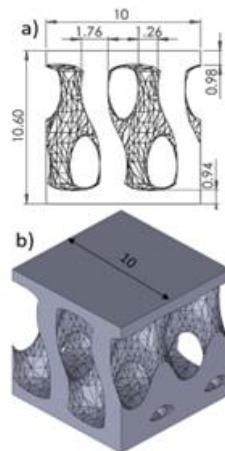


Fonte: Autoria própria.

3.4. Aplicação desse conceito para geometrias complexas

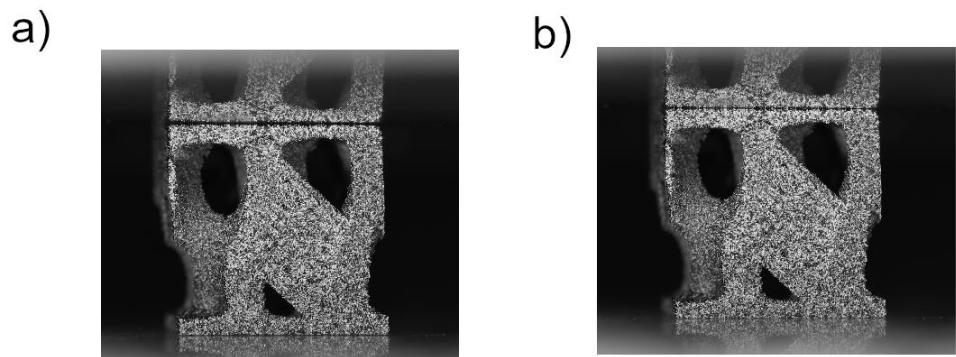
Há casos em que a técnica de CID pode nos ajudar a descobrir onde ocorrerão fraturas mesmo para geometrias mais complexas e de dimensões diminutas. Na figura 7 temos a geometria que usamos como exemplo se trata de uma superfície mínima triplamente periódica do tipo giróide. Na figura 8 temos as duas fotos que aquisitamos durante um ensaio de flexão. Ao relacionarmos as duas imagens pudemos encontrar as tensões principais em um ensaio. Tendo, portanto, uma previsão onde ocorrerá as falhas do corpo de prova (figura 9).

Figura 7 – Geometria do tipo giróide com dimensões em milímetros.



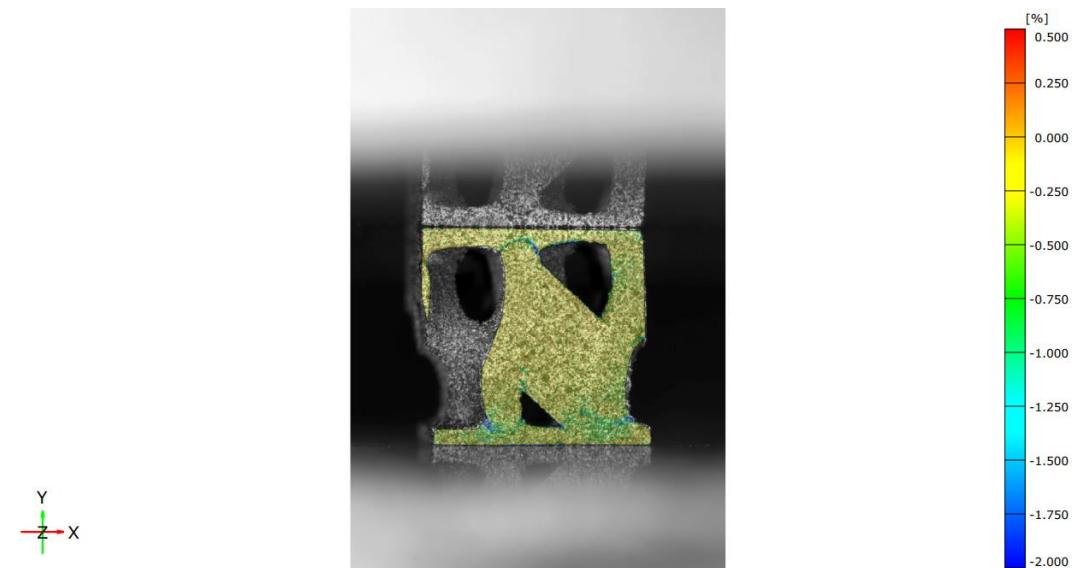
Fonte: Autoria própria

Figura 8: a) Primeira imagem à esquerda. b) Vigésima imagem à direita.



Fonte: Autoria própria

Figura 9: Principais tensões de compressão na vigésima imagem (em porcentagem).



Fonte: Autoria própria

4. CONSIDERAÇÕES FINAIS

A técnica de correlação de imagens pode auxiliar a compreender as distribuições de carga sob topologias as quais a extensometria de contacto não são possíveis por restrições físicas, o que é importante se tratando de estruturas que minimizem o peso de componentes da indústria aeronáutica. Sobre previsão de falhas estruturais podemos prever onde ocorrerão as trincas na peça, o que é interessante e se relaciona em um método não destrutivo de análise.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao CNPq, pela bolsa de iniciação, processo 3043, e à FAPESP, 20/09079-2 pelo fomento da presente pesquisa. Julian Avila agradece a bolsa de produtividade do CNPq.

REFERÊNCIAS

- TOCCI, Ronald J. Sistemas digitais: princípios e aplicações. 7. ed. - São Paulo: LTC, 2000. Print.
- GONZALEZ, Rafael C (Rafael C.) et al. Processamento digital de imagens. 3. ed. São Paulo: Pearson, 2010. Print.
- SYCHOV, M. M; LEBEDEV, L. A, Dyachenko SV, Nefedova LA. Mechanical properties of energy-absorbing structures with triply periodic minimal surface topology. Acta Astronaut 2018;150:81–4. <https://doi.org/10.1016/j.actaastro.2017.12.034>



9 786553 811386