

TENDÊNCIAS E AVANÇOS CIENTÍFICOS NAS ENGENHARIAS

AERONÁUTICA, AEROESPACIAL, ELETRÔNICA E DE TELECOMUNICAÇÕES



ORGANIZAÇÃO
Denilson Paulo Souza dos Santos

TENDÊNCIAS E AVANÇOS CIENTÍFICOS NAS ENGENHARIAS

AERONÁUTICA, AEROESPACIAL, ELETRÔNICA E DE TELECOMUNICAÇÕES



ORGANIZAÇÃO
Denilson Paulo Souza dos Santos



2022 - Editora Ampla

Copyright © Editora Ampla

Editor Chefe: Leonardo Pereira Tavares

Design da Capa: Editora Ampla

Diagramação: Felipe José Barros Meneses

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 ao criador. 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 Ampla. 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 Ampla.

ISBN: 978-65-5381-037-2

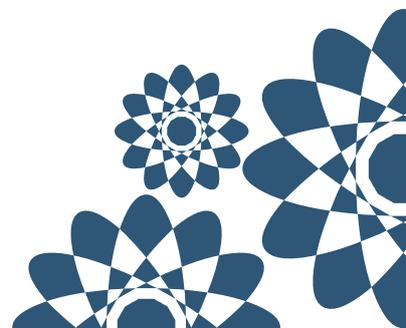
DOI: 10.51859/ampla.tac372.1122-0

Editora Ampla

Campina Grande – PB – Brasil
contato@amplaeditora.com.br
www.amplaeditora.com.br

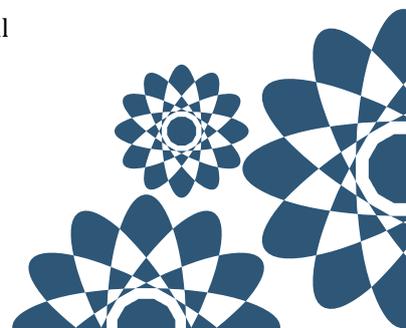


2022

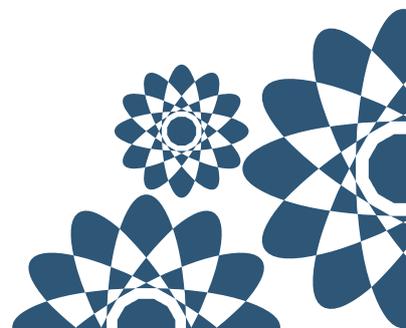


CONSELHO EDITORIAL

Andréa Cátia 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 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
Denise Barguil Nepomuceno – Universidade Federal de Minas Gerais
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”
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
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
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 Sodrê 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



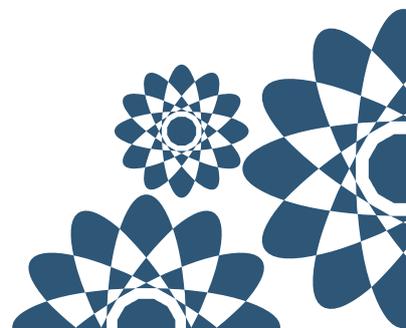
Marcelo Alves Pereira Eufrazio – Centro Universitário Unifacisa
Marcelo Williams Oliveira de Souza – Universidade Federal do Pará
Marcos Pereira dos Santos – Faculdade Rachel de Queiroz
Marcus Vinicius Peralva Santos – Universidade Federal da Bahia
Marina Magalhães de Moraes – Universidade Federal do Amazonas
Mário César de Oliveira – Universidade Federal de Uberlândia
Michele Antunes – Universidade Feevale
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 Ivanicska – 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
Sabrynna Brito Oliveira – Universidade Federal de Minas Gerais
Samuel Miranda Mattos – Universidade Estadual do Ceará
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
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
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



REVISORES

Professores dos Cursos das Engenharias Aeronáutica e Eletrônica e de Telecomunicações do Faculdade de Engenharia de São João da Boa Vista – FESB/UNESP.

Prof. Dr. Denilson Paulo Souza dos Santos	http://orcid.org/0000-0003-2682-4043
Prof. Dr. Rafael Abrantes Penchel	http://orcid.org/0000-0002-7298-4518
Prof. Dr. Crystopher Cardoso de Brito	http://orcid.org/0000-0002-8255-4407
Prof. Dr. Jozue Vieira Filho	http://orcid.org/0000-0003-1274-5424
Prof. Dr. Carlos do Carmo Pagani Júnior	http://orcid.org/0000-0001-8900-1939
Prof ^a . Dr ^a . Paula Ghedini Der Agopian	http://orcid.org/0000-0002-0886-7798
Prof. Dr. Daniel Sampaio Souza	http://orcid.org/0000-0002-2350-4768
Prof. Dr. Vagner Candido de Sousa	http://orcid.org/0000-0002-3331-4386
Prof ^a . Dr ^a . Priscilla Andressa de Sousa Silva	http://orcid.org/0000-0002-2415-996X
Prof. Dr. Wilian Miranda dos Santos	http://orcid.org/0000-0001-6011-9968
Prof. Dr. Afonso José do Prado	http://orcid.org/0000-0001-5716-6827
Prof. Dr. José Augusto de Oliveira	http://orcid.org/0000-0002-2340-0424
Prof ^a . Dr ^a . Leandra Isabel de Abreu	http://orcid.org/0000-0002-3899-6144
Prof. Dr. Ivan Aldaya	http://orcid.org/0000-0002-7969-3051
Dr ^a . Mirian Paula dos Santos	http://orcid.org/0000-0001-9723-7052





2022 - Editora Ampla

Copyright © Editora Ampla

Editor Chefe: Leonardo Pereira Tavares

Design da Capa: Editora Ampla

Diagramação: Felipe José Barros Meneses

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)

Santos, Denilson Paulo Souza dos
Tendências e avanços científicos nas engenharias
[livro eletrônico]: aeronáutica, aeroespacial, eletrônica
e de telecomunicações / Denilson Paulo Souza dos Santos. --
Campina Grande : Editora Ampla, 2022.
201 p.

Formato: PDF

ISBN: 978-65-5381-037-2

1. Engenharia aeronáutica - Aeroespacial. 3. Engenharia
de telecomunicações - Eletrônica. I. Título.

CDD-620

Sueli Costa - Bibliotecária - CRB-8/5213
(SC Assessoria Editorial, SP, Brasil)

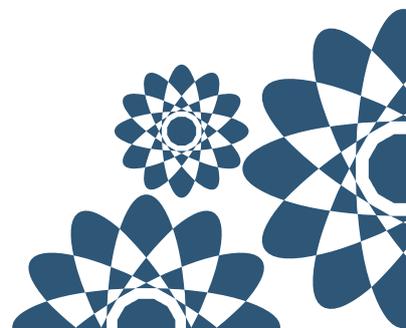
Índices para catálogo sistemático:

1. Engenharia 620

Editora Ampla
Campina Grande - PB - Brasil
contato@amplaeditora.com.br
www.amplaeditora.com.br



2022

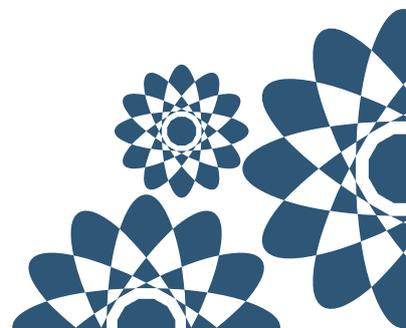


PREFÁCIO

O conhecimento científico é composto por processos de geração e problematização de ideias, aquisição de dados, experimentação em seu sentido amplo e racionalização para a geração de conhecimento à sociedade. A capacidade analítica dos alunos pressupõe a sua emancipação como um profissional pesquisador, não limitado ao âmbito acadêmico estritamente, mas sobre um profissional pronto a analisar problemas e propor soluções. Nesse sentido, a escrita científica corrobora com a automação dos estudantes universitários. Esse livro parte dessa premissa e busca valorizar a produção científica por meio da parceria docente e estudante como um procedimento metodológico para o enriquecimento do processo de ensino-aprendizagem. Assim, integrando as áreas de conhecimento de engenharia aeronáutica e engenharia eletrônica e de telecomunicações, produz-se, tangivelmente, conhecimento científico e aplicado, formando massa crítica dentro do âmbito universitário para uma engenharia pronta para enfrentar os problemas da sociedade contemporânea.

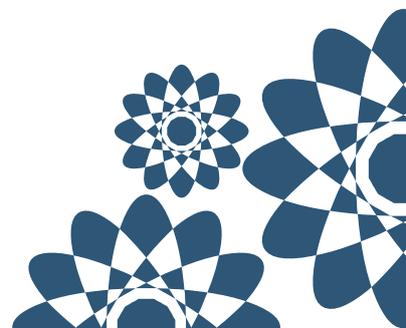
Esta obra é um compilado de artigos e trabalhos desenvolvidos pelos alunos e egressos do campus da Universidade Estadual Paulista “Júlio Mesquita Filho” UNESP/ FESB São João da Boa Vista – São Paulo, sob a tutela dos professores orientadores da nossa universidade.

Por fim, estendo meus sinceros agradecimentos a todos que aceitaram fazer parte de mais esse desafio coletivo, desde os pesquisadores autores, professores e técnicos envolvidos na orientação dos alunos, por ter viabilizado as condições para que essa construção compartilhada de conhecimento se tornasse realidade e ficasse disponível para a comunidade acadêmica e profissional.



SUMÁRIO

CAPÍTULO I - UM ESTUDO DA MMWL ESPECTRAL EM APLICAÇÕES DE RECONHECIMENTO DE ÁUDIO	9
CAPÍTULO II - EFEITOS DA RADIAÇÃO EM PARÂMETROS BÁSICOS DOS FINFETS.....	25
CAPÍTULO III - DESIGN DE ANTENAS DE MICROSTRIP PARA CUBESATS, COM EBG NO SUBSTRATO UTILIZANDO O PROCESSO DE MANUFATURA ADITIVA DE POLÍMEROS	41
CAPÍTULO IV - EFEITOS DE DESCARGAS ELÉTRICAS EM ESTRUTURAS DE MATERIAIS COMPÓSITOS USADOS EM AERONAVES ..	55
CAPÍTULO V - ESTUDO COMPREENSIVO E OTIMIZAÇÃO DO COMPORTAMENTO ELETROMAGNÉTICO DE UMA CORNETA COAXIAL OPERANDO EM ONDAS MILIMÉTRICAS.....	70
CAPÍTULO VI - DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA DE PILOTO AUTOMÁTICO PARA UM VANT DE PEQUENA ESCALA	91
CAPÍTULO VII - METODOLOGIAS ALTERNATIVAS PARA GERAÇÃO DE CURVAS POLARES PARA O MÉTODO BLADE ELEMENT MOMENTUM	107
CAPÍTULO VIII - INSTRUMENTAÇÃO DE SATÉLITE UNIVERSITÁRIO DE BAIXO CUSTO	123
CAPÍTULO IX - ANÁLISE EVOLUTIVA DE AERONAVES DA AVIAÇÃO GERAL.....	139
CAPÍTULO X - ESTUDO NUMÉRICO COMPARATIVO ENTRE OS MODELOS DE ESTEIRA DINÂMICA INDUZIDA POR PÁS ROTATIVAS DE PETERS-HE E HSIEH-DUFFY	154
CAPÍTULO XI - METAESTRUTURAS ELÁSTICAS COM SISTEMAS LOCALMENTE RESSONANTES NÃO UNIFORMES PARA A MODIFICAÇÃO DAS CARACTERÍSTICAS DE TRANSMISSIBILIDADE DA ESTRUTURA.....	172
CAPÍTULO XII - METODOLOGIA PARA CÁLCULO DO DESEMPENHO DE AERONAVES NO PROJETO CONCEITUAL.....	188



CAPÍTULO I

UM ESTUDO DA MMWL ESPECTRAL EM APLICAÇÕES DE RECONHECIMENTO DE ÁUDIO

A STUDY OF SPECTRAL MMWL IN AUDIO RECOGNITION APPLICATIONS

DOI: [10.51859/amplla.tac372.1122-1](https://doi.org/10.51859/amplla.tac372.1122-1)

Patricia Gabriel Vieira ¹
Jozue Vieira Filho ²

¹ Doutora em Engenharia Elétrica. Universidade Estadual Paulista "Júlio De Mesquita Filho" - UNESP

² Professor Adjunto. Universidade Estadual Paulista "Júlio De Mesquita Filho" - UNESP

RESUMO

A extração de características de sinais de áudio é uma etapa essencial em várias aplicações, como reconhecimento automático de fala, identificação musical e biometria. Atributos como Espectros de Frequência Mel, Energia, Entropia e Pitch, por exemplo, são clássicos e têm sido amplamente utilizados em sistemas de reconhecimento de áudio. Com base em estudos recentes dos Líderes Wavelet, neste trabalho é apresentado um estudo de um atributo de áudio em aplicações de reconhecimento de áudio, chamado de Média Máxima dos Líderes Wavelet Espectral (*Spectral Mean Maximum Wavelet Leaders*) ou também MMWL Espectral. A MMWL Espectral é obtida através da análise multifractal 1-D dos Líderes Wavelet, comumente usada para caracterizar a regularidade do sinal. A eficácia da MMWL Espectral e outras características clássicas concatenadas com a mesma foram avaliadas como atributos em um sistema de reconhecimento de comandos de voz. Os resultados usando o atributo da MMWL Espectral foram confrontados com outros baseados em características espectrais e temporais clássicas. Esses resultados mostram que a inserção da MMWL aumenta a assertividade na identificação ao ser concatenada com bons atributos e pode ser explorada em diversos sistemas envolvendo reconhecimento de áudio.

Palavras-chave: Reconhecimento de áudio. Líderes Wavelet. Aprendizado de máquina.

ABSTRACT

Extracting characteristics of audio is an essential step in various applications, such as automatic speech recognition, music identification and biometrics. Attributes such as Frequency Mel spectrum, Energy, Entropy and Pitch, for instance, are classical and have been widely used in audio recognition systems. Based on recent studies of Wavelet Leaders (WL), this work presents a study of an audio attribute in audio recognition applications, called Spectral Mean Maximum Wavelet Leaders or also Spectral MMWL. Spectral MMWL is obtained through 1-D multifractal analysis of WL, commonly used to characterize signal regularity. The effectiveness of the Spectral MMWL and other classical features concatenated with it were evaluated as attributes in a speech command recognition system. Results using MMWL Spectral attributes were confronted with other ones based on classical spectral and temporal features. These results show that the insertion of the MMWL increases the assertiveness in the identification by being concatenated with good attributes and can be explored in several systems involving audio recognition.

Keywords: Audio recognition. Wavelet Leaders. Machine learning.

1. INTRODUÇÃO

Os avanços das tecnologias abordando inteligência artificial no reconhecimento de padrões em sinais de áudio tem permitido explorar cada vez mais os diversos tipos de dados. A eficiência desses sistemas depende da extração de boas características de áudio para obter informações representativas daquilo que se deseja identificar.

As características (ou recursos) de áudio, também conhecidos como descritores (ou atributos) de áudio, desempenham um papel crucial em diferentes áreas e aplicações de voz (ou fala) e análise de áudio, principalmente em sistemas que utilizam a aprendizagem de máquina e aprendizagem profunda, como a identificação e o reconhecimento de locutores (HANIFA; ISA; MOHAMAD, 2020; MURTHY et al., 1999), reconhecimento de humor (HANSEN; PATIL, 2007), detecção de atividade de voz (LEHNER; WIDMER; SONNLEITNER, 2014; ZHANG; GUO; ZHANG, 2009), entre outros.

Do ponto de vista do processamento de sinais, a extração de características dos sinais de áudio não é uma tarefa difícil. Contudo, a escolha de características para uma aplicação específica é um grande desafio, pois é importante verificar quão relevantes e representativas as características são para determinado sinal e aplicação, uma vez que a característica representativa de um sinal deve conter informações significativas para evitar padrões ambíguos.

A extração eficiente de características deve buscar informações através da decomposição do sinal em tempo, frequência ou em tempo-frequência, como na análise multi-resolução utilizando wavelets (MALLAT; HWANG, 1992). Além disso, wavelets podem ser usadas para explorar a singularidade e a multifractalidade dos sinais através do Formalismo Multifractal (*Multifractal Formalism - MF*) (DU et al., 2014).

O Formalismo Multifractal, quando baseado em wavelets, produz resultados mais precisos se construído sobre Líderes Wavelets (*Wavelet Leaders - WL, WLMF* ou *MF-WL*) em vez de diretamente sobre os coeficientes wavelet (JAFFARD; LASHERMES; ABRY, 2007). As vantagens obtidas usando Líderes Wavelet ocorrem devido a um formalismo multifractal mais fundamentado e a uma estimativa mais precisa dos parâmetros multifractal na análise de frequência temporal (CHEN et al., 2016).

No processamento de sinais, os Líderes Wavelet têm sido uma ferramenta essencial para analisar diferentes sinais, tais como voz e imagem (GADHOUMI et al., 2018; WENDT et al., 2009). Resultados importantes usando Líderes de Wavelet podem ser encontrados em (LEONARDUZZI et al., 2015), onde os mesmos foram utilizados para diagnosticar patologias vocais caracterizando flutuações de amplitude e período em vogais sustentadas. Outras técnicas baseadas na análise multifractal aplicada ao processamento de sinais de fala podem ser encontradas na literatura, tais como (SANT'ANA; COELHO; ALCAIM, 2006) e (ZHOU; ZHANG, 2018).

Neste trabalho, é apresentado um estudo do atributo de áudio baseado nos Líderes Wavelets para aplicações de reconhecimento de áudio, denominado Média Máxima dos Líderes Wavelet Espectral, ou MMWL espectral, computada por quadros dos sinais em um processo de janelamento.

Para uma análise robusta no reconhecimento de padrões a partir da extração de características dos áudios, um sistema baseado em aprendizado de máquina é utilizado. Os modelos construídos usando aprendizado de máquina permitem reconhecer os mais variados tipos de dados. No caso de sinais de áudio, diversas aplicações são encontradas, desde o reconhecimento do gênero musical a partir do som dos instrumentos (SILLA; KOERICH; KAESTNER, 2008), até por exemplo, o reconhecimento de pessoas por voz (SHARMA, 2019). Em particular, neste trabalho a aplicação é voltada para o reconhecimento de comandos de voz, importante em diferentes aplicações de automação e segurança.

Para compreender a construção do MMWL Espectral, inicialmente é apresentada uma breve revisão dos conceitos básicos de Líderes Wavelet. Após a obtenção do MMWL Espectral é apresentado um resumo da metodologia que será utilizada para o reconhecimento de sinais de áudio em geral, cuja abordagem é uma adaptação da metodologia de reconhecimento de locutor de Vieira (2021). Dadas as definições do sistema, um estudo comparativo com outros atributos de áudio é apresentado para mostrar os benefícios da extração da MMWL Espectral em algumas aplicações. Finalmente, são apresentados os estudos e resultados envolvendo reconhecimento de comandos de voz.

2. MÉDIA MÁXIMA DOS LÍDERES WAVELET

Nesta seção são abordados os principais conceitos dos Líderes Wavelet necessários para obter a Média Máxima dos Líderes Wavelet (JAFFARD, 2004; JAFFARD; LASHERMES; ABRY, 2007; WENDT et al., 2009; WENDT; ABRY, 2007) and (LEONARDUZZI et al., 2014).

2.1. ANÁLISE MULTIFRACTAL

O expoente Hölder é definido como $h(t) = \sup \{ \alpha : X \in C^\alpha(t) \}$, considerando $X(t)$ com $t \in R$, uma função limitada localmente (JAFFARD, 2004). A partir de $h(t)$ é definido o espectro multifractal $D(h)$, como $D(h) = \text{Dim}_H \{ t \in R : h(t) = h \}$, onde Dim_H denota a dimensão de Hausdorff. (JAFFARD, 2004; MANDELBROT; FRAME, 2003), and (LEONARDUZZI et al., 2014).

A obtenção do espectro multifractal passa por um procedimento de estimativa a partir de quantidades facilmente mensuráveis, denominado Formalismo Multifractal (JAFFARD, 2004).

2.2. LÍDERES WAVELET

Líderes Wavelet (*Wavelet Leaders - WL*) são obtidos da Transformada Wavelet e permitem a exploração de características multifractais dos sinais (WENDT; ABRY, 2007).

Para obter o WL, considere $X(t)$ o processo em análise dentro de um intervalo de observação n , com $t \in [0, n)$ e calcule os coeficientes wavelet discretos $d_X(j, k)$ de X usando os produtos internos $\langle X \rangle$, com a *wavelet mãe* $\psi_0(t) \in L^2(R)$. A função $\psi_{j,k}(t) = 2^{-j} \psi_0(2^{-j}t - k)$ representa a coleção de modelos da $\psi_0(t)$, dilatada em escalas $a = 2^j$, transladada em posições temporais $2^j k$, onde $j, k \in N$ (JAFFARD, 2004; WENDT; ABRY, 2007).

Considerando que $\psi_0(t)$ tem suporte de tempo compacto, são indexados *intervalos diáticos* com $\lambda_{j,k} = [k 2^j, (k + 1) 2^j)$ e também a união $3\lambda_{j,k} = \lambda_{j,k-1} \cup \lambda_{j,k} \cup \lambda_{j,k+1}$. Dessa forma, os Líderes da Wavelet $L_X(j, k)$ são os supremos tomados sobre o valor absoluto de $d_X(j, k)$ na vizinhança de tempo $3\lambda_{j,k}$, com $2^{j'} < 2^j$ (JAFFARD, 2004; WENDT; ABRY, 2007), definidos como:

$$L_X(j, k) = \sup_{\lambda' \subset 3\lambda_{j,k}} |d_X(j, k)| \quad (1)$$

A partir de L_x é possível estabelecer uma relação para os expoentes Hölder, cuja função é quantificar a regularidade local do sinal, revelando padrões através das escalas, independentemente da posição temporal (WENDT et al., 2009; WENDT; ABRY, 2007).

Como o foco do trabalho se concentrou nos líderes das ondas, não é necessário apresentar os procedimentos para estimar h . Sabe-se, entretanto, que o expoente Hölder pode ser medido usando regressões lineares do logaritmo das magnitudes dos maiores líderes wavelet em escalas 2^j versus o logaritmo das escalas 2^j (WENDT et al., 2009; WENDT; ABRY, 2007).

2.3. MMWL ESPECTRAL

Para obter a Média Máxima dos Líderes Wavelet Espectral, também chamada de MMWL Espectral de Vieira (2021), é necessário primeiramente computar os Líderes Wavelet Máximos (*Maximum Wavelet Leaders - MWL*).

Assim, considere x um sinal de áudio e $WL_{\{1,l\}}(x)$ os Líderes Wavelet L_x para a dimensão 1 no nível $l = i + 1$, com i representando os Líderes Wavelet no nível l , ou escala $(2)^{i+1}$, os Líderes Wavelet Máximos, denotados por MWL_l são definidos como:

$$MWL_l(x) = |\max(\log(WL_{\{1,l\}}(x)))| \quad (2)$$

Logo, a Média Máxima dos Líderes Wavelet (*Maximum Mean Wavelet Leaders - MMWL*), é obtida por meio da média dos Líderes Wavelet Máximos do valor espectral s_k para o *bin* k , denotado por $\mu = \frac{1}{l} \sum_{i=1}^l MWL_l(s_k)$ onde l é o nível dos Líderes Wavelet 1-D, cuja definição é dada por:

$$MMWL = \sum_{k=b_1}^{b_2} s_k \mu \quad (3)$$

Na Equação (3), b_1 e b_2 são as bordas da banda do sinal, em *bins*, sobre as quais é calculada a MMWL Espectral.

3. RECONHECIMENTO DE ÁUDIO USANDO APRENDIZADO DE MÁQUINA

O reconhecimento de áudio (*audio recognition*) é uma área que explora métodos de reconhecimento de padrões para identificar determinadas informações contidas nos sinais de áudio. Uma grande variedade de aplicações é encontrada nesta área, como por exemplo, o reconhecimento de voz (*speech recognition*) e o reconhecimento de som (*sound recognition*). Um sistema básico para o reconhecimento de áudio (som ou fala) pode ser composto por etapas de processamento de dados preliminares, extração de características (recursos) e algoritmos de classificação. O funcionamento de um sistema de reconhecimento de áudio consiste basicamente em classificar vetores de características, chamados de atributos (FABRIS; MAGALHÃES, FREITAS, 2017).

Neste trabalho são apresentados testes e resultados obtidos em uma aplicação de reconhecimento de comandos de voz usando aprendizado de máquina (*machine learning*).

No aprendizado de máquina, os dados são estruturados para formar conjuntos de dados de treinamento e de teste. Estes conjuntos contêm instâncias, geralmente representadas por um conjunto de tamanho fixo e com variáveis numéricas ou nominais (características associadas a cada instância), chamadas de atributos (FABRIS; MAGALHÃES; FREITAS, 2017).

O aprendizado de máquina pode ser dividido em aprendizado supervisionado e não supervisionado. De acordo com Kubat (2015), o aprendizado supervisionado se concentra na indução de classificadores, enquanto que o aprendizado não supervisionado está interessado em descobrir propriedades úteis dos dados disponíveis.

Neste trabalho, os modelos de aprendizado de máquina são baseados na metodologia proposta para reconhecimento de locutor de Vieira (2021), cujos resultados obtiveram alta acurácia na classificação de sinais de voz para identificação de locutor. Os modelos obtidos são do tipo supervisionado e construídos usando o classificador K Vizinhos Mais Próximos (*K Nearest Neighbors – KNN*). O classificador KNN basicamente armazena todos os dados de treinamento, compara novos pontos com estes dados e retorna a classe mais frequente dos K - pontos mais próximos. O KNN é também uma abordagem robusta que é capaz de

segmentar e classificar fluxos de áudio em fala, música, som ambiente e silêncio (LIE; HONG-JIANG; HAO, 2002).

Para avaliar os modelos propostos foi utilizada a acurácia como métrica de desempenho. As medidas de desempenho são calculadas de acordo com a capacidade do modelo de prever corretamente os rótulos do conjunto de teste (HAN; KAMBER, 2012; WITTEN; FRANK; HALL, 2011). Os critérios de avaliação em problemas de classificação são feitos usando uma matriz, chamada matriz de confusão, que apresenta a quantidade de amostras classificadas corretamente e incorretamente para cada classe chamada matriz de confusão. Assim, para compreender o cálculo da acurácia usada nesse trabalho, os conceitos das siglas inglesas TP, FP, TN e FN são definidos:

- *True Positive* — TP: ocorre quando, no conjunto real, a classe que se está buscando foi prevista corretamente;
- *False Positive* — FP: ocorre quando, no conjunto real, a classe que se está buscando foi prevista incorretamente;
- *True Negative* — TN: ocorre quando, no conjunto real, uma classe que não se está buscando foi prevista corretamente;
- *False Negative* — FN: ocorre quando, no conjunto real, uma classe que não se está buscando foi prevista incorretamente.

O valor da acurácia pode ser obtido como segue:

$$Acurácia = \frac{TP + TN}{TP + TN + FP + FN} \quad (4)$$

Na Figura 1.1 é apresentado o diagrama básico de um sistema adaptado para reconhecimento de áudio. Para mais detalhes do funcionamento do sistema de reconhecimento usando aprendizado de máquina, o leitor pode consultar Vieira (2021).

Figura 1.1 – Metodologia para reconhecimento de áudio.



Fonte: Autoria própria.

A metodologia para reconhecimento de áudio apresentada na Figura 1.1 envolve duas etapas básicas: treinamento e teste.

Na etapa de treinamento, são extraídos os atributos dos sinais de áudio para serem usados no treinamento do classificador KNN. Após o treinamento, vem a etapa de teste, onde novos sinais desconhecidos que precisam ser classificados passarão pelo mesmo processo de extração de atributos. Por fim, com o classificador treinado, o modelo indicará qual dos sinais é o mais próximo, realizando assim, o reconhecimento (VIEIRA, 2021).

Vale lembrar que, para identificação utilizando essa abordagem de aprendizado de máquina, inicialmente deve ser feita a identificação das classes, ou seja, para cada conjunto de dados, as instâncias (sinais de voz) devem ser rotuladas com os seus respectivos nomes. Também é importante fazer a normalização dos valores após a extração dos atributos.

A aplicação da metodologia adaptada para o reconhecimento de áudio foi baseada nas seguintes especificações:

- Função wavelet mãe usada na MMWL: Bior 1.5 (padrão do MATLAB);
- Número de vizinhos do classificador KNN do tipo fine: 5;
- Parâmetro de avaliação de desempenho: acurácia;
- Métrica de distância utilizada na classificação: Euclidiana ponderada ao quadrado e inversa;
- Método de validação do classificador: validação cruzada com predição por perda de classificação;

- Divisão do armazenamento dos dados: 80% selecionados aleatoriamente para compor o conjunto de dados para treinamento e 20% restantes alocados como o conjunto para teste.

Seguindo as definições da abordagem de Vieira (2021), todos os atributos (características) de áudio utilizados neste trabalho, incluindo a MMWL Espectral, foram obtidos de segmentos da voz de acordo com um processo de janelamento/segmentação (*windowing-overlap*) usando a janela de Hamming, em quadros com 496 amostras e sobreposição de 94%. Esta percentagem alta de sobreposição assegura uma análise espectral fina. Além disso, foi adotado o espectro de potência para o cálculo das características espectrais, embora o espectro de magnitude também pudesse ser usado.

Para obter uma extração mais adequada dos atributos, foi realizado um pré-processamento de sinais que incluiu: eliminação do ruído, seleção da parte vozeada do sinal e eliminação da parte não vozeada para o caso das aplicações envolvendo sinais de voz. Vale lembrar que os resultados obtidos neste trabalho também levaram em consideração para arquivos extensos, uma redução de dados para acelerar o tempo de processamento.

Os atributos extraídos podem ser apenas a MMWL Espectral ou um conjunto de atributos. O conjunto de atributos, também chamado combinação, fusão ou concatenação de atributos (*match features*), ocorre ao usar dois ou mais tipos de atributos extraídos para serem concatenados (VIEIRA, 2021), como por exemplo, MFCC + MMWL Espectral.

Os coeficientes mel-cepstrais (*Mel-Frequency Cepstral Coefficients* - MFCC), introduzidos por Davis e Mermelstein (1980), são os coeficientes cepstrais obtidos com base na escala mel ao invés da escala linear de frequências. Mel é a medida da frequência de um tom sonoro percebido pelo ouvido humano (CHAUHAN; DESAI, 2014).

Neste trabalho as concatenações dos atributos da MMWL Espectral com os MFCCs foram realizadas na busca por uma alta taxa de acurácia. De acordo com Tirumala *et al.* (2017), os MFCCs são amplamente utilizados nos sistemas de reconhecimento de locutor.

Os algoritmos de pré-processamento de sinais de áudio usados neste trabalho foram obtidos a partir do pacote da *Audio Toolbox* do *software* MATLAB 2019, cujas ferramentas permitiram o encapsulamento de múltiplos extratores de

características de áudio. Assim, a implementação da MMWL Espectral foi incorporada a esta extração de atributos de áudio otimizada do MATLAB. Entretanto, a execução dos algoritmos da MMWL com as suas sub-rotinas ainda precisa ser otimizada por meio da inserção direta desses algoritmos da MMWL já concatenada com o MFCC. Alguns desses extratores/atributos, também chamados de descritores espectrais, podem ser encontrados em Peeters (2004).

4. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os testes realizados na aplicação de reconhecimento de comandos de voz visam apresentar o comportamento da MMWL Espectral em comparação com os atributos clássicos de áudio que são frequentemente utilizados em aplicações de reconhecimento de áudio.

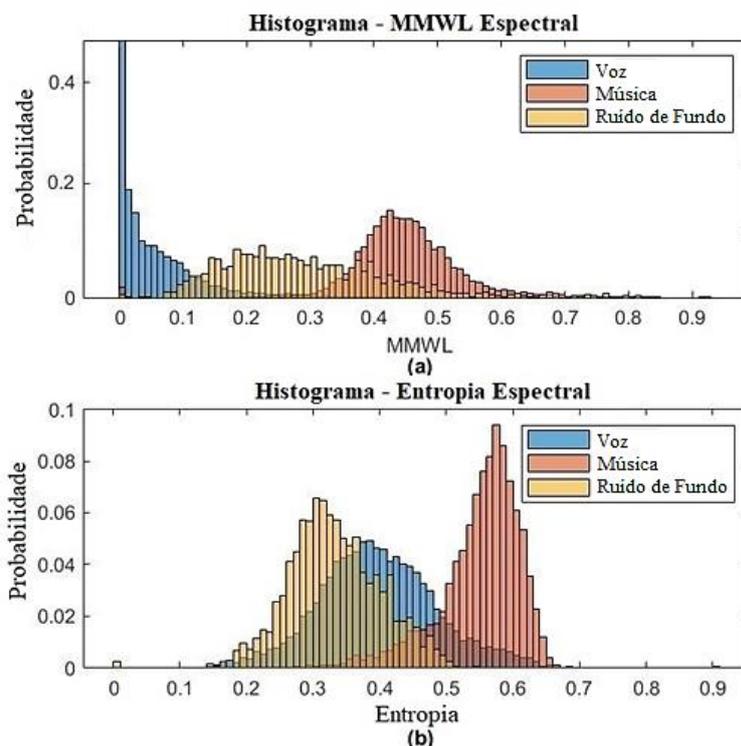
O reconhecimento de comandos de voz, também chamado de reconhecimento de comando de fala (*speech command recognition*), busca identificar o que foi dito em um sinal de voz por meio de um modelo treinado que recebe a fala humana como entrada, interpreta-a e, após isso, a converte em texto (AYACHE et al., 2021).

Embora as pesquisas relacionadas ao reconhecimento de comandos de voz tenham se concentrado no aprendizado profundo (*deep learning*), como por exemplo, em Ayache et al. (2021), o estudo realizado neste trabalho usando aprendizado de máquina para um pequeno banco de dados também apresentou resultados interessantes nessa aplicação.

Um dos atributos de áudio clássicos é a Entropia Espectral. A Entropia Espectral (*Spectral Entropy*) de Misra et al. (2004) mede o pico do espectro do sinal e tem sido utilizada com sucesso para detectar segmentos vozeados e não vozeados (*voiced/unvoiced decision*) nas aplicações de reconhecimento automático de voz. Bons resultados também são encontrados quanto à discriminação entre voz e música (PIKRAKIS; GIANNAKOPOULOS; THEODORIDIS, 2008).

Para testar e comparar o potencial em distinguir sinais de voz e música usando a MMWL Espectral com a Entropia Espectral, são apresentados, na Figura 1.2 os histogramas da MMWL e da Entropia computados para os arquivos de voz, de música e de ruído de fundo.

Figura 1.2 – Histogramas usando: (a) MMWL espectral e (b) Entropia espectral.



Fonte: Autoria própria.

Na Figura 1.2, observa-se que a MMWL Espectral separa com mais precisão as três classes envolvidas. Além disso, o histograma da MMWL apresenta valores de probabilidade muito maiores do que a da Entropia Espectral, especificamente para o sinal de voz.

Uma distinção precisa do tipo do sinal de áudio é importante pois permite, por exemplo, que um sistema reconheça os comandos de voz corretamente. Isso pode ser confirmado a partir dos resultados obtidos com os modelos baseados na metodologia descrita neste trabalho, sendo direcionada para o reconhecimento dos comandos de voz. Para essa aplicação o banco de dados utilizado foi o *Speech Commands* de Warden (2018).

A base de dados de Warden (2018) contém arquivos de áudio em formato *wav*, na qual cada arquivo contém a pronúncia de uma única palavra em inglês, amostrada a uma taxa de 16 kHz e com duração de aproximadamente 1 segundo.

A Tabela 1. 1 mostra a quantidade de arquivos em cada conjunto de dados de acordo com a porcentagem de divisão definida nas especificações da metodologia proposta, onde os rótulos identificando os comandos são as classes da matriz de confusão. Todos os arquivos apresentados na Tabela 1. 1 foram coletados em locais não controlados, por pessoas em diferentes países e continentes.

Tabela 1. 1 – Distribuição dos arquivos para o banco *Speech Commands*.

Comandos (rótulos)	Quantidade de arquivos (treino)	Quantidade de arquivos (teste)	Total de arquivos (banco)
down	1842	264	2106
go	1861	260	2121
left	1839	247	2086
no	1853	270	2123
off	1839	256	2095
on	1864	257	2121
right	1852	256	2108
stop	1885	246	2131
up	1843	260	2103
yes	1860	261	2121

Fonte: Autoria própria.

Os resultados para o reconhecimento de comandos de voz para o banco de dados *Speech Commands* são ilustrados na Tabela 1. 2, onde são apresentados a dimensão do vetor de atributos, o tempo de processamento em segundos, bem como os percentuais de acurácia de validação dos modelos treinados para cada atributo ou conjunto de atributos concatenados.

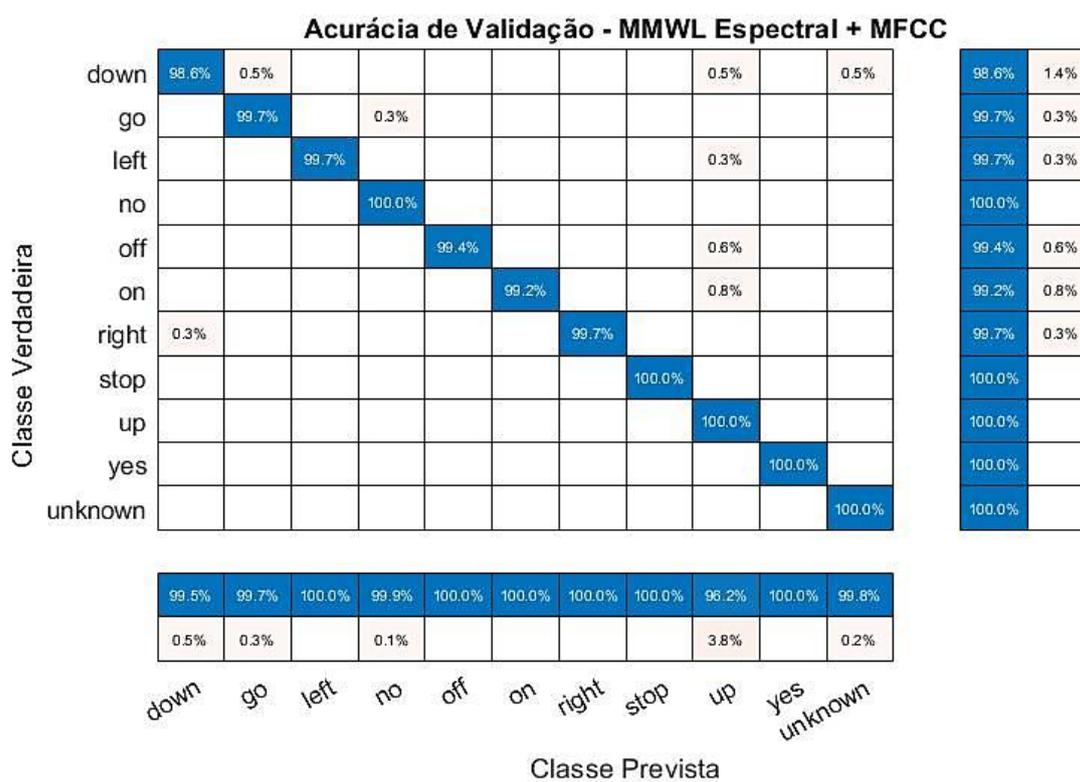
Na Tabela 1. 2, a combinação MMWL Espectral + MFCC obteve o maior percentual de acurácia, demonstrando ser uma excelente combinação de características destinadas para reconhecimento de comandos por voz. O resultado desse modelo de maior percentual de acurácia, pode ser interpretado com a matriz de confusão apresentada na Figura 1.3.

Tabela 1. 2 – Resultados dos atributos para reconhecimento de comandos de voz.

Atributos	Dimensão do vetor	Tempo de processamento	Acurácia
MMWL Espectral	1	135,100 s	19,61%
Entropia Espectral	1	10,012 s	21,75%
Entropia Espectral + MFCC	14	11,180 s	99,67%
MFCC	13	10,573 s	99,70%
Todos os três atributos	15	135,822 s	99,71%
MMWL Espectral + MFCC	14	128,036 s	99,74%

Fonte: Autoria própria.

Figura 1.3 – Matriz de confusão para o banco *Speech Commands*.



Na Figura 1.3, os comandos de voz previstos correspondem aos comandos esperados na maioria dos arquivos testados. Portanto, a inserção da MMWL Espectral e a concatenação com o atributo de MFCC permitiram obter resultados satisfatórios na identificação de comandos de voz.

5. CONSIDERAÇÕES FINAIS

O objetivo deste trabalho foi estudar experimentalmente os efeitos da inserção do atributo de áudio MMWL Espectral baseado nos Líderes Wavelet em aplicações usando sinais de áudio, em particular, com aplicação em reconhecimento de comandos de voz. Os testes foram baseados em amostras de áudio de bancos de dados previamente rotulados e o desempenho foi medido usando a acurácia.

As avaliações demonstraram que o MMWL espectral é suficientemente bom para extrair características significativas e discriminantes da voz e outros tipos de sinais de áudio. Os resultados mostram que o MMWL Espectral + MFCC conseguem alcançar a mais alta taxa de acurácia dentre os atributos testados, indicando que o atributo de áudio MMWL Espectral tem potencial para ser explorado em várias

aplicações de reconhecimento de áudio, apesar dos testes apresentados estarem restritos ao reconhecimento de comandos de voz.

Além disso, a concatenação do MMWL com outras características de áudio clássicas pode aumentar o desempenho de sistemas de reconhecimento de áudio baseados em inteligência artificial.

Melhorias nos estudos apresentados podem ser obtidas através da otimização dos algoritmos de extração da MMWL Espectral. Também pode-se explorar o conjunto de atributos de MMWL Espectral + MMFC em sistemas que analisam sinais de áudio por meio do aprendizado profundo.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Código de Financiamento 001, pelo suporte financeiro concedido.

REFERÊNCIAS

- AYACHE, M.; KANAAN, H.; KASSIR, K.; KASSIR, Y. Speech Command Recognition Using Deep Learning. In: 2021 Sixth International Conference on Advances in Biomedical Engineering (ICABME) 2021, **Anais...** [s.l: s.n.].
- CHEN, J.; LI, Z.; PAN, J.; CHEN, G.; ZI, Y.; YUAN, J.; CHEN, B.; HE, Z. Wavelet transform based on inner product in fault diagnosis of rotating machinery: A review. **Mechanical Systems and Signal Processing**, v. 70–71, p. 1–35, 2016.
- DU, W.; TAO, J.; LI, Y.; LIU, C. Wavelet leaders multifractal features based fault diagnosis of rotating mechanism. **Mechanical Systems and Signal Processing**, v. 43, n. 1–2, p. 57–75, 2014.
- GADHOUMI, K.; DO, D.; BADILINI, F.; PELTER, M. M.; HU, X. Wavelet leader multifractal analysis of heart rate variability in atrial fibrillation. **Journal of Electrocardiology**, v. 51, n. 6, p. S83–S87, 2018.
- HANIFA, R. M.; ISA, K.; MOHAMAD, S. Speaker ethnic identification for continuous speech in malay language using pitch and MFCC. **Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science**, v. 19, n. 1, p. 207, 2020.
- HANSEN, J. H. L.; PATIL, S. Speech under stress: Analysis, Modeling and Recognition. In: MÜLLER, C. (Ed.). **Speaker Classification I**. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2007. v. 4343p. 108–137.

- JAFFARD, S. Wavelet techniques in multifractal analysis. In: PROCEEDINGS OF SYMPOSIA IN PURE MATHEMATICS 2004, **Anais...** [s.l: s.n.].
- JAFFARD, S.; LASHERMES, B.; ABRY, P. Wavelet Leaders in Multifractal Analysis BT - Wavelet Analysis and Applications. In: (T. Qian, M. I. Vai, Y. Xu, Eds.) 2007, Basel. **Anais...** Basel: Birkhäuser Basel, 2007.
- LEHNER, B.; WIDMER, G.; SONNLEITNER, R. On the reduction of false positives in singing voice detection. In: IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP) 2014, Florence, Italy. **Anais...** Florence, Italy: IEEE, 2014.
- LEONARDUZZI, R. F.; ALZAMENDI, G. A.; SCHLOTTHAUER, G.; TORRES, M. E. Wavelet leader multifractal analysis of period and amplitude sequences from sustained vowels. **Speech Communication**, v. 72, n. Complete, p. 1–12, 2015.
- LEONARDUZZI, R.; WENDT, H.; JAFFARD, S.; ROUX, S.; TORRES, M. E.; ABRY, P. Extending multifractal analysis to negative regularity: P-exponents and P-leaders. In: IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing - Proceedings 2014, **Anais...** [s.l: s.n.].
- MALLAT, S.; HWANG, W. L. Singularity detection and processing with wavelets. **IEEE Transactions on Information Theory**, v. 38, n. 2, p. 617–643, 1992.
- MANDELBROT, B. B.; FRAME, M. Fractals. In: MEYERS, R. A. (Ed.). **Encyclopedia of Physical Science and Technology**. Third Edited. New York: Academic Press, 2003. p. 185–207.
- MISRA, H.; IKBAL, S.; BOURLARD, H.; HERMANSKY, H. Spectral entropy based feature for robust ASR. In: IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing 2004, Montreal, Que., Canada. **Anais...** Montreal, Que., Canada: IEEE, 2004.
- MURTHY, H. A.; BEAUFAYS, F.; HECK, L. P.; WEINTRAUB, M. Robust text-independent speaker identification over telephone channels. **IEEE Transactions on Speech and Audio Processing**, v. 7, n. 5, p. 554–568, 1999.
- PEETERS, G. A large set of audio features for sound description (similarity and classification) in the CUIDADO project. **CUIDADO Ist Project Report**, v. 54, n. 0, p. 1–25, 2004.
- PIKRAKIS, A.; GIANNAKOPOULOS, T.; THEODORIDIS, S. A Speech/Music Discriminator of Radio Recordings Based on Dynamic Programming and Bayesian Networks. **IEEE Transactions on Multimedia**, v. 10, n. 5, p. 846–857, 2008.
- SANT'ANA, R.; COELHO, R.; ALCAIM, A. Text-independent speaker recognition based on the Hurst parameter and the multidimensional fractional Brownian motion model. **IEEE Transactions on Audio, Speech and Language Processing**, v. 14, n. 3, p. 931–940, 2006.

- SHARMA, A. M. **Speaker Recognition Using Machine Learning Techniques**. 2019. San Jose State University, San Jose, CA, USA, 2019.
- SILLA, C. N.; KOERICH, A. L.; KAESTNER, C. A. A. A Machine Learning Approach to Automatic Music Genre Classification. **Journal of the Brazilian Computer Society**, v. 14, n. 3, p. 7–18, 2008.
- VIEIRA, P. G. **Identificação de pessoas utilizando atributos de líderes wavelet extraídos dos sinais de voz em modelos de aprendizado de máquina**, 2021. Tese (Doutorado) – Faculdade de Engenharia, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2021.
- WARDEN, P. Speech Commands: A Dataset for Limited-Vocabulary Speech Recognition. **ArXiv**, 2018.
- WENDT, H.; ABRY, P. Multifractality Tests Using Bootstrapped Wavelet Leaders. **IEEE Transactions on Signal Processing**, v. 55, n. 10, p. 4811–4820, 2007.
- WENDT, H.; ROUX, S. G.; JAFFARD, S.; ABRY, P. Wavelet leaders and bootstrap for multifractal analysis of images. **Signal Processing**, v. 89, n. 6, p. 1100–1114, 2009.
- ZHANG, S.; GUO, Y.; ZHANG, Q. Robust Voice Activity Detection Feature Design Based on Spectral Kurtosis. In: First International Workshop on Education Technology and Computer Science 2009, Wuhan, Hubei. **Anais...** Wuhan, Hubei: IEEE, 2009.
- ZHOU, Y.; ZHANG, L. Speaker Recognition System Based on Multifractal Spectrum Feature and Characters Selection Policy. **Computer Science and Application**, v. 08, n. 11, p. 1752–1761, 2018.

CAPÍTULO II

EFEITOS DA RADIAÇÃO EM PARÂMETROS BÁSICOS DOS FINFETS

RADIATION EFFECT ON FINFETS' BASIC PARAMETERS

DOI: [10.51859/amplla.tac372.1122-2](https://doi.org/10.51859/amplla.tac372.1122-2)

Gustavo Vinicius de Araujo ¹
Paula Ghedini Der Agopian ²

¹ Graduado em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações na Universidade Estadual Paulista "Júlio de Mesquita Filho" – São João da Boa Vista

² Professora na Universidade Estadual Paulista "Júlio de Mesquita Filho" – São João da Boa Vista

RESUMO

Nesse capítulo são apresentados os efeitos da radiação ionizante nos dispositivos semicondutores e será avaliada a influência da radiação nos parâmetros básicos de transistores FinFETs de porta tripla fabricados em lâminas SOI. Quando uma análise do impacto das dimensões, especialmente da largura da aleta sobre a qual é fabricado o transistor foi efetuada, foi observado que os transistores 3D com aletas mais largas são menos eficientes que os de tecnologias anteriores (MOSFETs planares) devido a uma grande perda de controle das cargas no canal devido à baixa dopagem desta região e, desta forma, este fica propenso a condução parasitária pela segunda interface. Após o entendimento desta tecnologia foram também considerados os efeitos permanentes da radiação por prótons nas características elétricas destes dispositivos. Medidas foram realizadas em dispositivos submetidos e não submetidos à radiação por prótons a fim de analisar seu comportamento, por exemplo, em aplicações aeroespaciais onde há uma grande quantidade de radiação. Os transistores FinFETs estreitos se mostram bastante imunes à radiação, os de aleta mais larga apresentaram redução da tensão de limiar, degradação da sua velocidade de chaveamento e redução de corrente de dreno e transcondutância causada pela degradação da mobilidade de portadores.

Palavras-chave: Nanotecnologia, Radiação ionizante, FinFETs.

ABSTRACT

In this chapter, the ionizing radiation effects on semiconductor devices are presented and the radiation influence on the basic parameters of triple gate FinFET transistors manufactured in SOI wafer will be evaluated. When an analysis of the impact of dimensions, especially the fin width over which the transistor is manufactured, was carried out, it was observed that 3D transistors with wider fins are less efficient than those of previous technologies (planar MOSFETs). It occurs due to the low doping concentration in the channel region that results in the loss of channel charges control, causing a parasitic conduction through the second interface. After understanding this technology, the permanent effects of proton radiation on the electrical characteristics of these devices were also considered. Measurements were performed on devices submitted and not submitted to proton radiation in order to analyze their behavior, for example, in aerospace applications where there is a large amount of radiation. The narrow FinFET transistors show to be quite immune to radiation, the wider fin transistors showed a reduction in threshold voltage, degradation of their switching speed and reduction of drain current and transconductance caused by the degradation of carriers mobility.

Keywords: Nanotechnology, Ionizing radiation, FinFETs.

1. INTRODUÇÃO

A eletrônica é, um dos grandes marcos para o ser humano e está presente em, praticamente, toda nossa rotina. A eletrônica ajudou o homem a evoluir tecnologicamente ao ponto em que chegamos atualmente, desde pequenos circuitos a celulares e satélites. Dessa forma, o aprofundamento no estudo dos dispositivos eletrônicos passa a ser de fundamental importância para nos conduzir até a micro/nanoeletrônica.

Na primeira metade do século XX, os circuitos eletrônicos eram baseados na válvula como elemento principal, mas desde a invenção dos transistores e posteriormente dos circuitos integrados (1960), a eletrônica passa por uma revolução. Desde então, os pesquisadores têm se dedicado ao desenvolvimento de circuitos integrados mais complexos, que são majoritariamente compostos por transistores da tecnologia CMOS, as quais inicialmente possuía dimensões da ordem de micrometros e, atualmente, são da ordem de nanômetros. Gordon Moore observou que o número de transistores em uma mesma área de chip de silício tende a duplicar a cada 18-24 meses e essa observação ficou conhecida como a Lei de Moore [1].

Os transistores mais utilizados na eletrônica atualmente são os MOSFETs (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistors*), devido a sua alta capacidade de chaveamento, o MOSFET se tornou um dispositivo praticamente obrigatório na maioria dos circuitos eletrônicos. No entanto, com a constante redução das dimensões dos dispositivos procurou-se uma alternativa para minimizar os problemas provenientes desse escalamento, conhecidos como efeitos de canal curto. Uma das alternativas propostas foi o uso da tecnologia de silício sobre isolante (*Silicon-On-Insulator, SOI*) [2], onde uma camada de óxido enterrado isola a região ativa do transistor do restante do substrato, reduzindo o efeito de canal curto e os efeitos parasitários provenientes do substrato.

Mesmo com esta tecnologia, para nós tecnológicos abaixo de 100 nm outras soluções foram incorporadas nos processos de fabricação dos dispositivos como o tensionamento mecânico para aumentar a mobilidade dos portadores [1,3] e a utilização de óxidos de porta com alta constante dielétrica para minimizar a corrente de fuga pela porta [2]. Porém, abaixo do nó tecnológico de 32 nm todas as

melhorias citadas acima já não eram suficientes para garantir o bom funcionamento do transistor. Assim, começam a ser utilizados os dispositivos de múltiplas portas que devido ao alto acoplamento eletrostático entre elas, tem um maior controle das cargas no canal. Além disso, a arquitetura de múltiplas portas tem apresentado um desempenho superior quando comparados com os de porta única. Dentre as vantagens observadas, podem ser citadas o aumento da transcondutância, uma inclinação de sublimiar próxima ao ideal e a redução dos efeitos de canal curto. O transistor FinFET é fabricado em uma ilha de silício estreita com a porta recobrando os três lados do canal. O FinFET cuja a espessura do oxido de porta é fina e igual em todos os lados da aleta é conhecido como FinFET de porta tripla.

O FinFET é um dispositivo nanoeletrônico muito utilizado atualmente [4], como, por exemplo, em processadores, e em ambientes onde é necessário levar em conta a radiação. Como exemplo podemos citar a área médica (com equipamentos de raio x, tomografias, etc.) e a área espacial onde há radiação de diversos tipos, principalmente a radiação por prótons (satélites). A radiação afeta diretamente no funcionamento do transistor, alterando diversos parâmetros básicos que serão apresentados nesse capítulo, esses que já foram extensivamente estudados [5, 6, 7, 8].

2. TRANSISTORES SOI FINFETS

2.1. TECNOLOGIA SOI

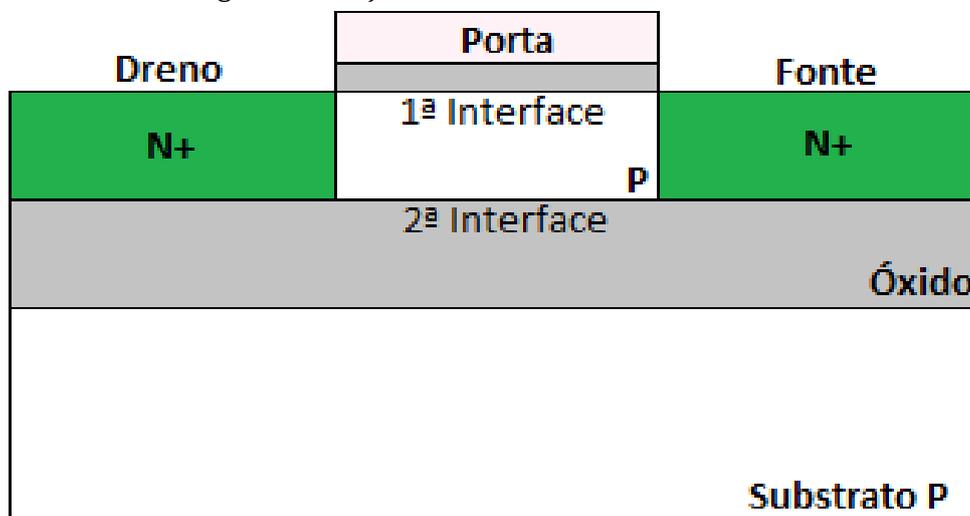
Como apresentado anteriormente, os transistores MOSFET convencionais (bulk), começam a sofrer fortemente com os efeitos de canal curto com o agressivo escalamento dos dispositivos. Por conta disso, foi criada uma nova tecnologia para minimizar os problemas de canal curto, introduzindo uma camada de óxido enterrado que separa a região ativa do restante do substrato. Esta tecnologia é chamada de *Silicon-On-Insulator* (SOI).

As características de um dispositivo SOI MOSFET, cuja estrutura é apresentada na Figura 2.1, dependem fortemente da espessura do silício do dispositivo ativo, acima do oxido enterrado. Caso o dispositivo tenha a espessura da região ativa fina (menor que a profundidade de depleção), o dispositivo é chamado de totalmente depletado, se o dispositivo for considerado espesso é chamado parcialmente depletado.

Os dispositivos parcialmente depletados possuem a espessura da camada de silício superior ao dobro da profundidade máxima de depleção, garantindo a existência de uma região neutra entre as duas zonas de depleção (1ª e 2ª interfaces). Devido a independência das regiões de depleção, esse tipo de transistor tem uma maior semelhança com o MOSFET convencional, fazendo com que o transistor parcialmente depletado não contenha todas as vantagens que o SOI totalmente depletado traz.

Em contrapartida, os transistores totalmente depletados possuem a espessura da camada de silício inferior à profundidade máxima de depleção. Ou seja, para uma tensão de porta maior ou igual a tensão de limiar, a camada de silício estará totalmente depletada, pois a zona de depleção já atinge a segunda interface independente da condição de polarização de substrato. Essa interação entre as regiões de depleção resulta em uma melhoria do comportamento do dispositivo como: maior transcondutância, menor efeito de canal curto, melhora no comportamento da região de sublimiar e total imunidade ao efeito de elevação abrupta de corrente.

Figura 2.1- Seção transversal de um SOI MOSFET



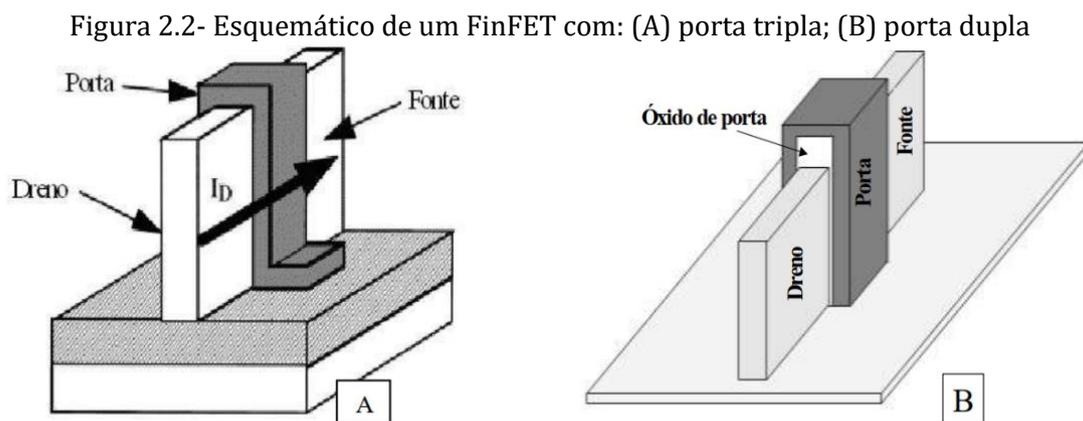
Fonte: Autoria própria.

2.2. FINFET

Para escalas nanométricas foram necessárias algumas modificações nas estruturas dos dispositivos como a utilização de múltiplas portas, o que ajuda a reduzir os problemas de SCE que para nós tecnológicos abaixo de 32 nm até mesmo os transistores fabricados em lâminas SOI começaram a enfrentar. Neste sentido

foram fabricadas estruturas verticais com portas laterais, chamadas FinFETs. O processo de fabricação dos FinFETs consiste na obtenção de uma ilha de silício estreita por meio do processo de corrosão, no crescimento do óxido de porta e na deposição do material que irá formar a porta. Dessa forma, o perfeito alinhamento através as portas se fazem de forma natural.

Uma vez que a porta dos transistores FinFETs recobre tanto o topo do dispositivo quanto as paredes laterais do mesmo, dependendo da espessura do dielétrico de porta no topo do transistor, a tensão aplicada a essa porta exercerá ou não influência na corrente total do mesmo. Se este dielétrico for espesso, o transistor será dito de porta dupla, enquanto se possuir a mesma espessura presente nas laterais, o dispositivo será chamado de transistor de porta tripla. Exemplos esquemático de FinFETs de porta dupla e porta tripla são apresentados a seguir na Figura 2.2.



Fonte: Adaptado de [9]

No transistor FinFET a largura efetiva de canal (W_{ef}) é dada pela soma da altura das laterais (H_{Fin}) mais o topo da aleta (W_{FIN}), uma vez que a porta recobre os 3 lados, podendo ser representada pela equação (1).

$$W_{ef} = 2 * H_{FIN} + W_{FIN} \quad (1)$$

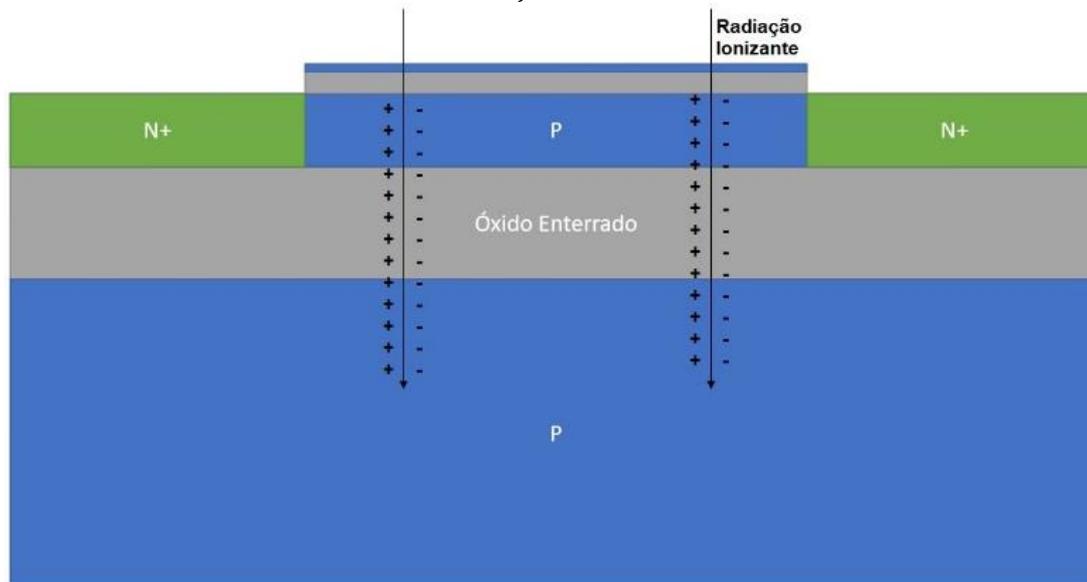
Outro parâmetro que determina se o transistor irá operar como um dispositivo de porta dupla ou tripla é a relação entre a largura da aleta de silício e a sua altura, pois se a largura for muito inferior à altura, quase toda corrente fluirá pelas paredes laterais e o dispositivo será considerado de porta dupla.

O FinFET de porta tripla foi baseado em um modelo de dispositivo chamado DELTA, e, por ter 3 portas, tem um controle maior da porta sobre as cargas no canal [4]. Além disso, o FinFET tem algumas vantagens quando comparados ao SOI planar e o MOSFET convencional. O FinFET tem melhores características de chaveamento, custo menor em comparação com SOI planar e melhor performance em baixa tensão de operação. Apesar do FinFET ser mais caro que o MOSFET convencional, devido a todas as vantagens apresentadas, podemos dizer que o FinFET tem um ótimo custo-benefício [10].

3. EFEITOS DA RADIAÇÃO IONIZANTE

A Radiação ionizante é uma radiação que possui energia suficiente para ionizar átomos e/ou moléculas, ou seja, é capaz de remover um elétron de um átomo ou molécula. Sabendo disso, podemos dizer que por onde passa a radiação ionizante, ela deixa um rastro de pares elétron/lacuna nos dispositivos semicondutores como apresentado na Figura 2.3.

Figura 2.3 – Esquemático de uma sessão de um transistor SOI MOSFET quando submetidos à radiação ionizante.



Fonte: Autoria própria.

Quando um transistor é submetido à radiação ionizante, surge um rastro de pares elétron/lacuna que pode distorcer temporariamente a região de depleção (“*funnel*”) e deixar um rastro de íons na região de silício. Apesar deste efeito ter uma duração muito curta, os elétrons gerados são atraídos para o potencial positivo,

provocando um aumento de corrente por um curto intervalo de tempo, que pode modificar o estado lógico deste nó do circuito.

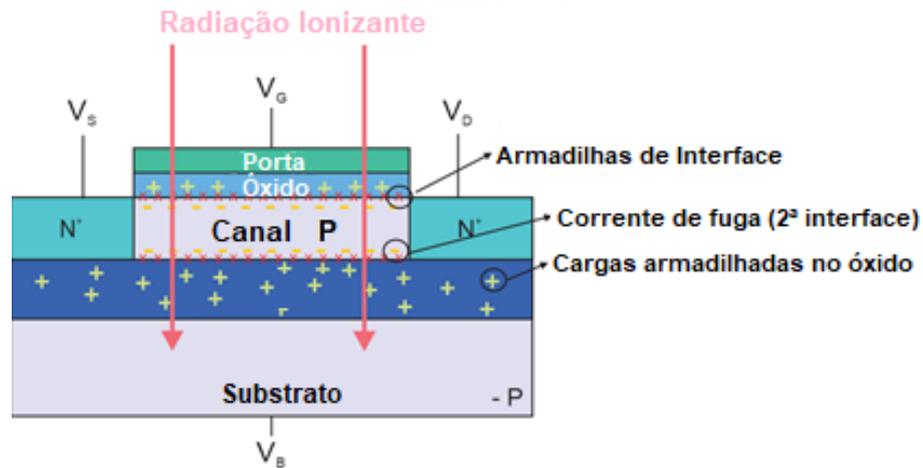
Uma vez que o óxido enterrado do transistor SOI MOSFET isola eletricamente a região ativa do transistor do restante do substrato, poucos pares elétron/lacuna estarão na região ativa do transistor e, portanto, este efeito é insignificante para o transistor de filme fino fabricado em tecnologia SOI. Essa alta tolerância a eventos transitórios (*SEE – Single Event Effects*) da radiação faz com que os transistores SOI MOSFET sejam muito utilizados em aplicações onde a eletrônica fica sujeita à radiação, como aplicações médicas e aeroespaciais, por exemplo.

No entanto, quando o efeito desta radiação nos óxidos e interfaces do transistor é o foco da análise, sabe-se que lacunas ficam armadilhadas nos óxidos e há um aumento da densidade de estados de interface. Ambos efeitos alteram o comportamento do dispositivo de maneira permanente. Uma vez que este efeito é permanente, a sucessiva exposição à radiação gera um acúmulo de cargas. Este efeito acumulativo é conhecido como efeitos de dose total ionizante (*TID – Total Ionization Dose*).

Apesar de o óxido de porta ser igual para ambas as tecnologias SOI e MOSFET convencional, os transistores SOI MOSFET possuem um óxido enterrado geralmente espesso, o que com a exposição sucessiva do dispositivo à radiação ionizante, pode causar um grande acúmulo de lacunas nestas regiões (óxido e interface), alterando permanentemente a condição de operação do transistor [3].

A Figura 2.4 apresenta os principais efeitos do TID em transistores fabricados em lâminas SOI: armadilhamento de cargas nos óxidos e aumento da densidade de estados de interface.

Figura 2.4 – Figura esquemática dos principais efeitos do TID em transistores fabricados em lâminas SOI



Fonte: Adaptado de [0]

Uma vez que o foco deste trabalho são os transistores FinFETs fabricados em lâminas SOI, e que estes portanto são imunes aos efeitos transitórios, neste capítulo foi apenas considerado o efeito de dose total ionizante (TID).

Nos transistores MOSFETs de forma geral as diferentes cargas induzidas nos óxidos e interfaces causadas pelo TID resultam em três efeitos muito importantes na operação do transistor: mudança da tensão de limiar (V_T), degradação (aumento) da inclinação de sublimiar e redução da corrente de estado ligado do transistor [3]. Além disso, o tipo de canal do transistor determina algumas respostas à radiação e a variação dos parâmetros podem ter comportamentos diferentes.

Uma vez que nosso estudo foi focado em transistores FinFETs fabricados em lâminas SOI, e que estes portanto são imunes aos efeitos transitórios, neste estudo foi apenas considerado o efeito de dose total ionizante (TID).

No TID, as diferentes cargas induzidas nos óxidos e interfaces podem causar três efeitos muito importantes na operação do transistor: a primeira é a mudança de V_T , a segunda é a degradação (aumento) da inclinação de sublimiar e a terceira é a redução da corrente de estado ligado do transistor [12].

O efeito TID depende do tempo de exposição, da taxa de dose, do material exposto e do tipo de radiação ionizante [13, 14]. Nesse capítulo é abordado o estudo de uma lâmina submetida a radiação por prótons de alta energia (60 MeV) no comportamento elétrico dos transistores. Esta irradiação pode representar a dose total acumulada de um transistor que foi irradiado no espaço por até 10 anos consecutivos.

4. CARACTERÍSTICAS DOS TRANSISTORES FINFETS

Foram estudados transistores FinFET, fabricados no imec, Bélgica, com as seguintes características:

- Altura da Aleta (H_{FIN}) de 65nm;
- Dielétrico de porta composto por uma camada interfacial de 1 nm de SiO₂ coberta por uma de 2 nm de HfSiON resultando em uma espessura efetiva de óxido de 2 nm;
- Metal de porta composto por 10 nm de TiN coberto por 100 nm de silício policristalino;
- Comprimento de canal de 150 nm;
- Largura da aleta de silício variando de 120nm até 870nm

5. INFLUÊNCIA DOS EFEITOS DA RADIAÇÃO DE PRÓTONS EM TRANSISTORES FINFETS DE PORTA TRIPLA

Os efeitos da radiação por prótons nos FinFETs estudados foram obtidos experimentalmente, analisando-se os FinFETs antes e depois de serem submetidos à radiação de prótons. Transistores com diferentes dimensões de largura de aleta também foram analisados. Primeiramente serão discutidos os resultados para o FinFET tipo N e posteriormente o FinFET tipo P, os resultados obtidos neste capítulo foram publicados em [0].

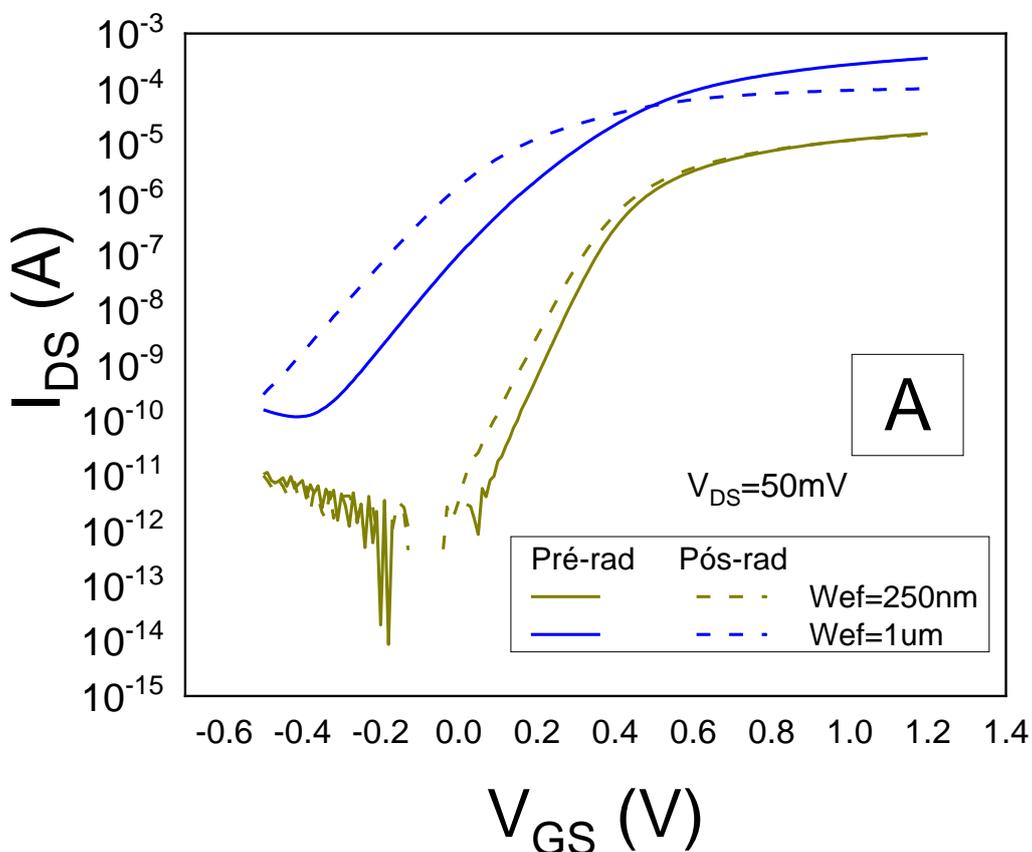
5.1. TRANSISTORES FINFETS DO TIPO N

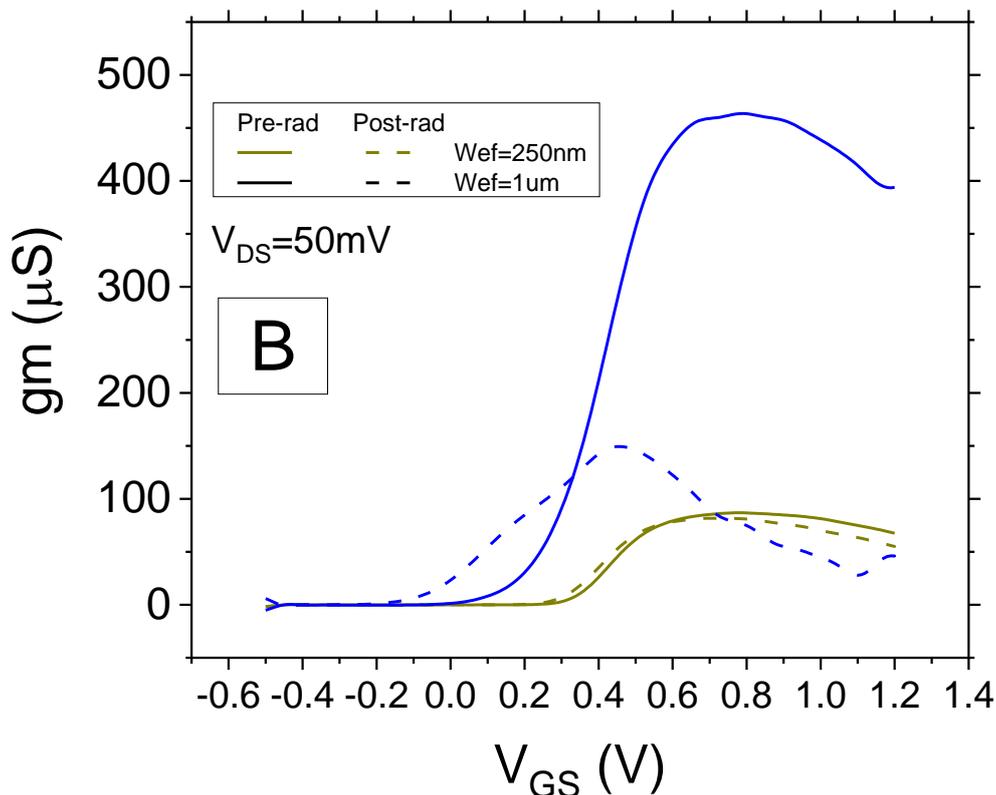
Na Figura 2.5 a seguir podemos ver a curva da corrente de dreno em função da tensão de porta ($I_{DS} \times V_{GS}$) no gráfico A e a transcondutância (B) obtidas experimentalmente. É possível observar na Figura 2.5-A que, após a radiação, o transistor começa a conduzir com uma tensão de porta menor, isso aconteceu principalmente devido às cargas armadilhadas nos óxidos que causam a redução da tensão de limiar V_T . A tensão de limiar é reduzida uma vez que as cargas armadilhadas nos óxidos, onde são sempre positivas (lacunas). Além disso a influência da radiação nas curvas de corrente é mais importante nos dispositivos de largura de aleta maior, tanto para estado desligado (região de sublimiar) quanto para o estado ligado.

A partir da Figura 2.5-B, é possível observar uma redução na transcondutância máxima dos transistores irradiados. Isso ocorre devido às partículas de prótons, que atravessam o transistor, acabarem danificando a rede cristalina do silício e como resultado degradando (reduzindo) a mobilidade dos elétrons que conseqüentemente faz a transcondutância e a corrente de dreno diminuírem [3]. A curva de g_m do transistor mais largo após ser submetido à radiação também apresenta uma degradação na subida de g_m indicando uma condução parasitária que flui pela segunda interface do dispositivo.

A condução parasitária pode ser explicada pelo acúmulo de cargas no óxido enterrado que provoca uma redução da tensão de limiar da segunda interface, permitindo esta condução indesejável no transistor. Para os transistores de canal estreito, a área de óxido enterrado que influencia o canal é menor e o acoplamento eletrostático entre as portas laterais é forte o suficiente para minimizar ou até suprimir este efeito causado pela radiação.

Figura 2.5 - Corrente de dreno (A) e transcondutância (B) em função da tensão de porta para transistores tipo N.



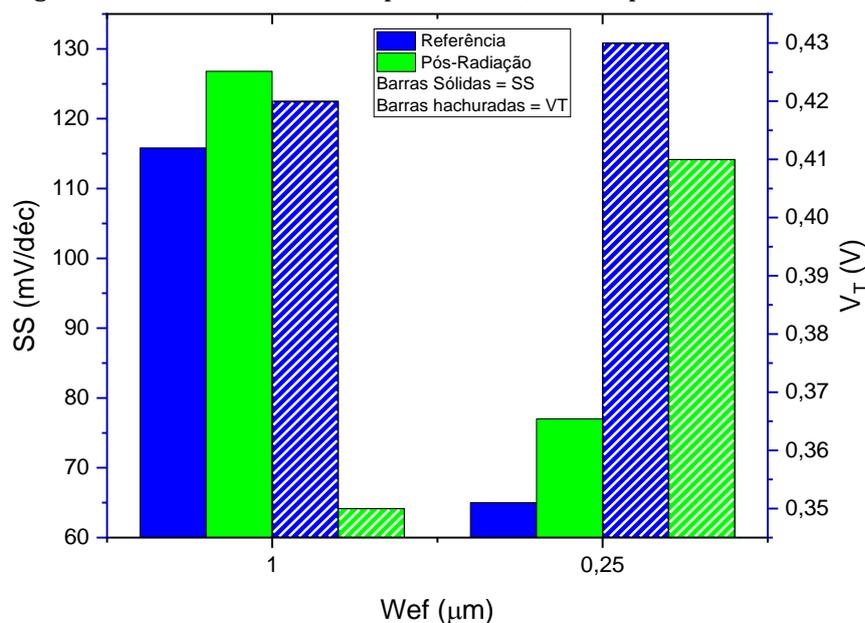


Fonte: Autoria própria.

Para uma análise mais quantitativa foram extraídos os valores da inclinação de sublimiar (SS) e da tensão de limiar (V_T), apresentados na Figura 2.6. Lembrando que todas as análises anteriores são válidas e que a largura efetiva dos FinFETs W_{ef} é dada pela equação (1).

A partir da Figura 2.4 é possível notar que os transistores com W_{ef} de 250 nm ($W_{FIN}=120$ nm) apresentam uma variação de SS de aproximadamente 10 mV/dec e variação de V_T de 20mV, enquanto para os transistores de alerta larga ($W_{ef}=1\mu\text{m}$, $W_{FIN}= 870$ nm) a variação da tensão de limiar (ΔV_T) atinge 70mV. Como o transistor largo já possui um SS degradado devido a perda do acoplamento eletrostático, com após a radiação o SS atinge valores muito ruins (altos) para esta tecnologia. Vale ressaltar que os resultados para os transistores de largura de aleta de 20 nm, i.e., largura efetiva de 150 nm, não foram apresentados pois devido ao altíssimo acoplamento eletrostático e bem pequena área de silício na região ativa, os FinFETs mais estreitos se mostraram totalmente imunes aos efeitos da radiação.

Figura 2.6 - Gráfico de Barras para SS e V_T dos dispositivos nMOS.



Fonte: Autoria própria.

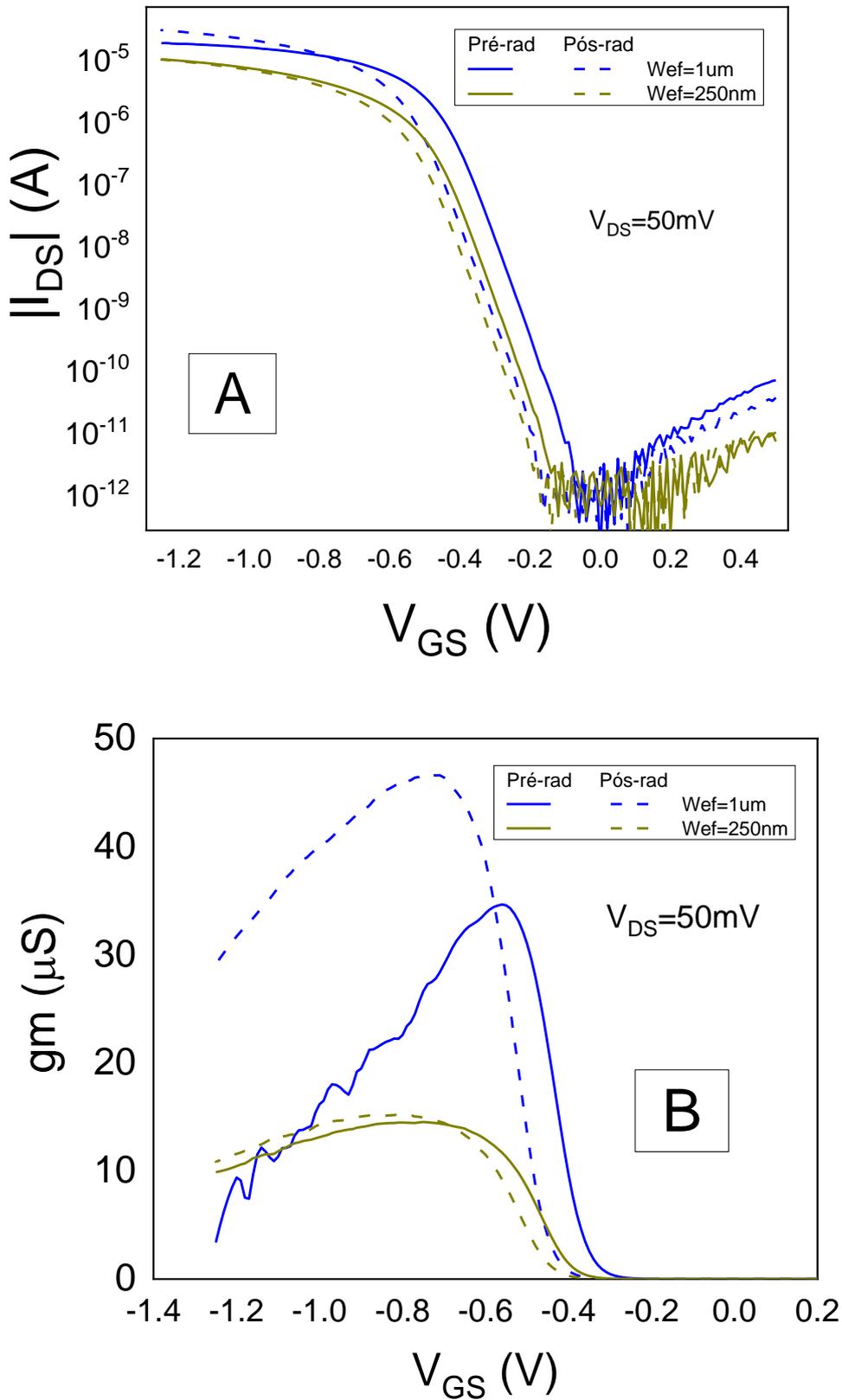
5.2. TRANSISTORES FINFETS DO TIPO P

Para o transistor tipo P com as mesmas dimensões obtivemos os seguintes resultados mostrados na Figura 2.7. Os gráficos apresentam a corrente de dreno e a transcondutância para transistores com $W_{\text{ef}} = 1 \mu\text{m}$ e $W_{\text{ef}} = 250 \text{ nm}$ antes e após a radiação por prótons. Os transistores mais estreitos ($W_{\text{FIN}} = 20 \text{ nm}$) não são apresentados pois devido ao forte acoplamento eletrostático entre as portas laterais, assim como ocorreu para os transistores tipo N, este transistor se mostrou imune a radiação ao qual foi submetido.

A partir da Figura 2.7-A é possível observar que, no caso dos transistores pMOS, a característica da corrente após a radiação principalmente na região de sublimiar parece melhorar após a radiação, apresentando uma tendência inesperada.

Para os transistores largos, o acoplamento entre as portas laterais é muito fraco e aparecem correntes de fuga pela segunda interface. Com a radiação do dispositivo, as armadilhas no óxido enterrado (cargas positivas) tornam a tensão de limiar da segunda interface mais negativa, minimizando/suprimindo esta corrente de fuga pela segunda interface. Assim a inclinação de sublimiar torna-se mais abrupta (melhor) após o dispositivo ser radiado.

Figura 2.7 - Corrente de dreno - I_{DS} (A) e transcondutância - g_m (B) em função da tensão de porta para transistores tipo P.



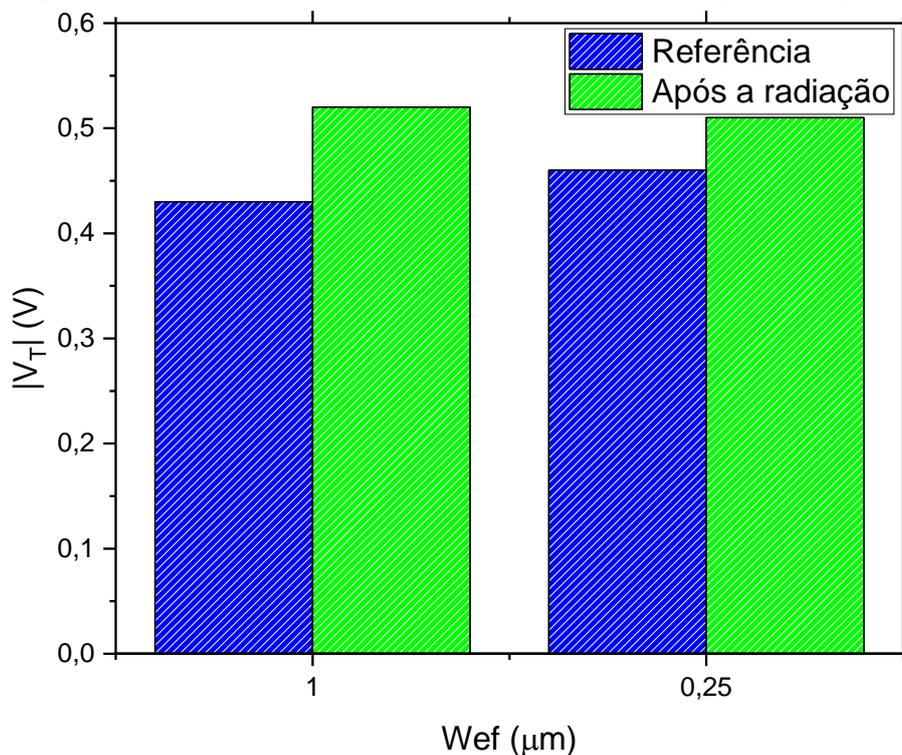
Fonte: Autoria própria.

Analisando o gráfico da transcondutância, podemos observar um aumento de g_m para ambos os transistores. Apesar da degradação da mobilidade dos portadores ocorrer, o desligamento da segunda resulta em um maior do controle do dispositivo pela tensão aplicada à porta. Esse efeito, nos transistores largos do tipo P é ainda maior visto que os mesmos já apresentam uma alta corrente de fuga nos dispositivos antes da radiação. Este desligamento da segunda interface é mais importante resultando em um aumento de g_m mais significativo.

Na Figura 2.8 é visto um gráfico de barras comparando os valores de V_T para os transistores tipo p radiados e não radiados, assim como analisado para os transistores de canal N. Comparando as figuras **Erro! Fonte de referência não encontrada.** e **Erro! Fonte de referência não encontrada.** podemos ver que, no transistor tipo P, a tensão de limiar diminuiu mais que no transistor tipo N, pois para os pFinFETs tanto as cargas armadilhadas no óxido (N_{OT}) quanto as armadilhadas de interface (N_{IT}), contribuem para essa diminuição de V_T .

A fim de quantificar a variação da transcondutância máxima dos transistores apresentada anteriormente, na Tabela 2.1 são apresentados os valores máximos da transcondutância comparando-se as larguras efetivas de canal antes e depois da exposição à radiação dos transistores nFinFETs e pFinFETs.

Figura 2.8 - Gráfico de Barras da tensão de limiar dos dispositivos pMOS.



Fonte: Autoria própria.

Tabela 2.1 - Transcondutâncias normalizadas para os dispositivos nMOS e pMOS

Wef [μm]	gmMAX [nMOS] [$\mu\text{S}/\mu\text{m}$]	gmMAX pMOS [$\mu\text{S}/\mu\text{m}$]
1 (pré-rad)	463.5	34.6447
1 (pós-rad)	149.3	46.7194
0,25 (pré-rad)	21.9	14.535
0,25 (pós-rad)	20.7	15.2345

Fonte: Autoria própria.

6. CONCLUSÃO

Os transistores FinFETs de canal estreito ($W_{\text{FIN}} = 20 \text{ nm}$) mostraram-se imunes aos efeitos da radiação não apresentando degradação nos parâmetros elétricos do mesmo. Outros 2 transistores com larguras de aleta de 120 nm e 870 nm foram apresentados e dentre eles notou-se que mesmo o transistor de 120 nm de largura de aleta apresentou pouca degradação decorrente da radiação devido ao forte acoplamento eletrostático entre as portas e a pequena área de silício da região ativa. De maneira geral os transistores irradiados de canal N conduzem menos corrente, decorrente da degradação da mobilidade de portadores, possuem uma menor velocidade de chaveamento devido ao aumento da densidade de armadilhas de interface e apresentam uma tensão de limiar mais baixa devido a acumulação de cargas nos óxidos. Focando no transistor tipo P, uma inesperada melhoria na região de sublimiar foi observada, pois apesar de maior densidade de estados de interface, para transistores do tipo P a tensão de limiar desloca para tensões mais negativas o que resultou no desligamento da corrente de fuga indesejável que flui pela segunda interface.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. COLINGE, Jean-pierre. FinFETs and Other Multi-Gate Transistors. Cork, Ireland: Springer, 2008. 350 p.
2. COLINGE, Jean-pierre. SILICON-ON-INSULATOR TECHNOLOGY: MATERIALS TO VLSI. 3. ed. California: Springer, 2004. 374 p.
3. AGOPIAN, Paula G. D. et al. Influence of 60-MeV Proton-Irradiation on Standard and Strained n- and p-Channel MuGFETs. Ieee Transactions On Nuclear Science, [s.l.], v. 59, n. 4, p.707-713, ago. 2012. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/tns.2012.2187070>.

4. KATARIA, S.; BENIWAL, P. FinFET Technology: A Review Paper. IJTR, Vol. 5, Issue 2, Pág 35-36, July-Aug 2016.
5. B. Jun, M. Fouillat, R. D. Schrimpf, D. M. Fleetwood and S. Cristoloveanu, "Total dose radiation effects in partially-depleted SOI transistors with ultrathin gate oxide," 2004 IEEE International SOI Conference (IEEE Cat. No.04CH37573), 2004, pp. 30-31, doi: 10.1109/SOI.2004.1391541.
6. M. Gaillardin et al., "Radiation effects in advanced SOI devices: New insights into Total Ionizing Dose and Single-Event Effects," 2013 IEEE SOI-3D-Subthreshold Microelectronics Technology Unified Conference (S3S), 2013, pp. 1-2, doi: 10.1109/S3S.2013.6716530.
7. T. D. Haeffner et al., "Comparison of Total-Ionizing-Dose Effects in Bulk and SOI FinFETs at 90 and 295 K," in IEEE Transactions on Nuclear Science, vol. 66, no. 6, pp. 911-917, June 2019, doi: 10.1109/TNS.2019.2909720.
8. L. F. V. Caparroz, J. A. Martino, E. Simoen, C. Claeys and P. G. D. Agopian, "Proton radiation influence on SOI FinFET trade-off between transistor efficiency and unit gain frequency," 2016 31st Symposium on Microelectronics Technology and Devices (SBMicro), 2016, pp. 1-4, doi: 10.1109/SBMicro.2016.7731357.
9. MIYANO, S.; HIROSE, M.; MASUOKA, F. IEEE Transactions on Electron Devices, v. 39, p. 1876, 1992.
10. BOHR, M.; MISTRY, K. Intel's Revolutionary 22 nm Transistor Technology. May, 2011.
11. SILVA, V. C. P. Estudo de transistores fabricados em estruturas de nanofio e nanofolha de silício. 2022. Tese (Doutorado) ENGENHARIA ELÉTRICA, Universidade de São Paulo, 2022.
12. CAPARROZ, Luís F. V. EFEITO DA RADIAÇÃO EM TRANSISTORES 3D EM BAIXAS TEMPERATURAS. São Paulo, 2017.
13. V. M. Nascimento et al., "Influence of proton radiation and strain on nFinFET zero temperature coefficient," 2016 31st Symposium on Microelectronics Technology and Devices (SBMicro), Belo Horizonte, 2016, pp. 1-4, doi: 10.1109/SBMicro.2016.7731362.
14. C. C. M. Bordallo et al., "The effect of X-Ray radiation dose rate on Triple-Gate SOI FinFETs parameters," 2014 29th Symposium on Microelectronics Technology and Devices (SBMicro), Aracaju, 2014, pp. 1-4, doi: 10.1109/SBMicro.2014.6940085
15. ARAUJO, G. V.; AGOPIAN, P. G. D., The influence of the proton irradiation on nFinFET inverter. In: 20th Microelectronics Students Forum, 2020, Virtual. The influence of the proton irradiation on nFinFET inverter., 2020.

CAPÍTULO III

DESIGN DE ANTENAS DE MICROSTRIP PARA CUBESATS, COM EBG NO SUBSTRATO UTILIZANDO O PROCESSO DE MANUFATURA ADITIVA DE POLÍMEROS

MICROSTRIP ANTENNA DESIGN FOR CUBESATS, WITH EBG IN THE SUBSTRATE USING THE POLYMERADDITIVE MANUFACTURING PROCESS

DOI: 10.51859/ampla.tac372.1122-3

Nícholas Fonseca Martins¹
Denilson Paulo Souza dos Santos²
Crystopher Cardoso de Brito²
Renan Alves dos Santos³
Rafael Abrantes Penchel²

¹ Engenheiro Eletrônico e de telecomunicações. Universidade Estadual Paulista - UNESP - Faculdade de Engenharia de São João da Boa Vista, SP

² Professor Assistente Doutor. Universidade Estadual Paulista - UNESP - Faculdade de Engenharia de São João da Boa Vista, SP

³ Professor Assistente Doutor. Universidade Federa de Uberlândia - Faculdade de Engenharia Elétrica - FEELT, Uberlândia, MG.

RESUMO

Este trabalho apresenta um estudo completo para o projeto, fabricação e caracterização de antenas de microfita com *Electromagnetic Band-Gap* (EBG) para alargamento da banda de operação. O projeto das antenas foi desenvolvido a luz da teoria de antenas patch retangular descrita da literatura e análises eletromagnéticas realizadas no software Ansoft EM. As antenas foram fabricadas usando o método da manufatura aditiva de polímeros (Ácido Polilático-PLA) e o laminado de cobre, como elemento condutor. Os dispositivos construídos foram medidos (parâmetro S_{11}) usando um analisador escalar de redes. Os resultados obtidos mostraram que a inserção do EBG produziu, além de aumento na banda de operação, aumento na diretividade máxima das antenas.

Palavras-chave: Antena patch retangular, EBG, Manufatura aditiva, CubeSat.

ABSTRACT

This work presents a complete study for the design, fabrication and characterization adjustment of micro antennas with Electromagnetic BandGap (EBG) for widening the operating band. The project was developed in light of the electromagnetic patch antenna theory of antennas designed in Ansys Electronics Desktop software. As antennas manufactured using the method of additive manufacturing of polymers (Polylactic Acid-PLA) and the copper laminate as a conductive element. The built devices were measured (parameter S_{11}) using a scalar network study. The results of the operation had the ability to increase the operation of the EBG, in addition to the increase in the maximum activity of the antennas.

Keywords: Rectangular patch antenna, EBG, Additive Manufacturing, CubeSat.

1. INTRODUÇÃO

O primeiro satélite artificial operado pelo Brasil foi lançado em 8 de fevereiro de 1985 e recebeu o nome de BrasilSat A1, construído pela a empresa canadense Spar Aerospace. O BrasilSat A1 tornou possível a independência no setor de telecomunicações do Brasil. Com o passar dos anos, outros satélites operados pelo Brasil foram colocados em órbita e, paralelamente, foram obtidos o conhecimento e a tecnologia necessária para serem construídos objetos desse tipo em território nacional (MELO, 2007). Nos anos de 1993 e 1998, foram lançados os Satélites de Coleta de Dados, SCD-1 e SCD-2, respectivamente. Ambos foram produzidos pelo Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE), em São José dos Campos, e representaram as bases para o desenvolvimento da tecnologia para a construção de satélites e seus veículos lançadores no Brasil (MELO, 2007).

Figura 3.1 – SCD-1

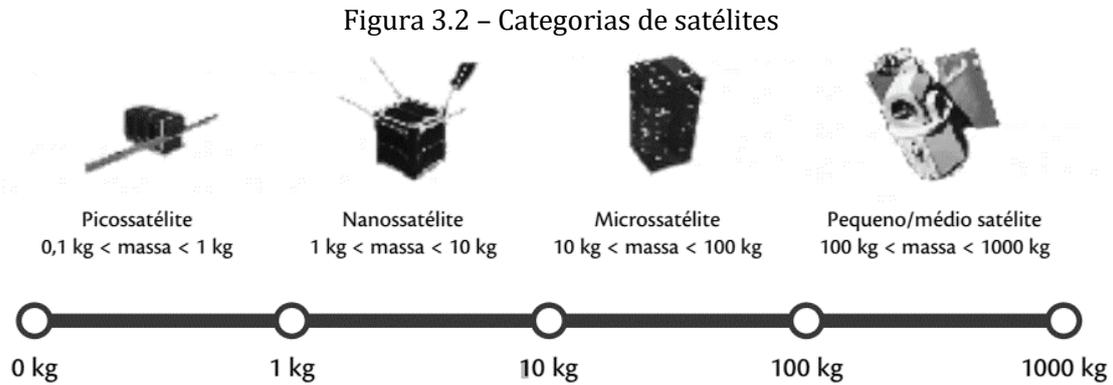


Fonte: (INPE, 1993).

Na classe conhecida como satélites de pequeno porte, os CubeSats fazem parte, principalmente, das categorias de picossatélite e nanosatélite, as quais

especificam objetos com massa entre 0,1 kg e 1 kg e entre 1 kg e 10 kg, respectivamente.

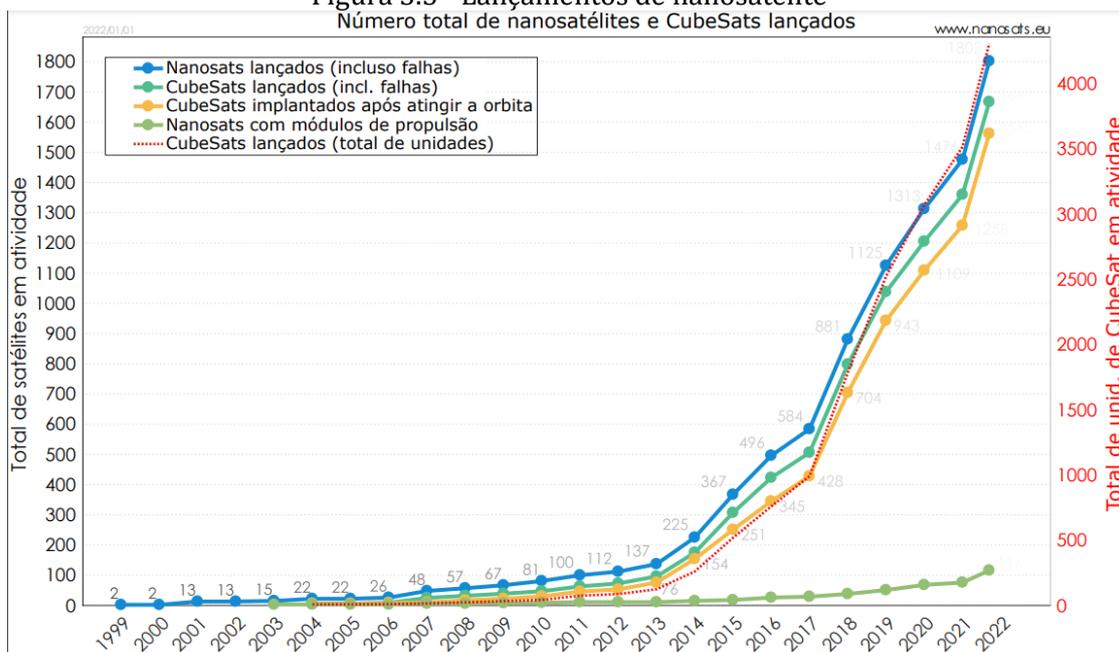
Entre as aplicações desses tipos de satélites, destacam-se: sensoriamento remoto da Terra, telecomunicações, ciência de um modo geral, defesa e treinamento de estudantes e profissionais da área espacial (CGEE, 2018).



Fonte: (CGEE, 2018).

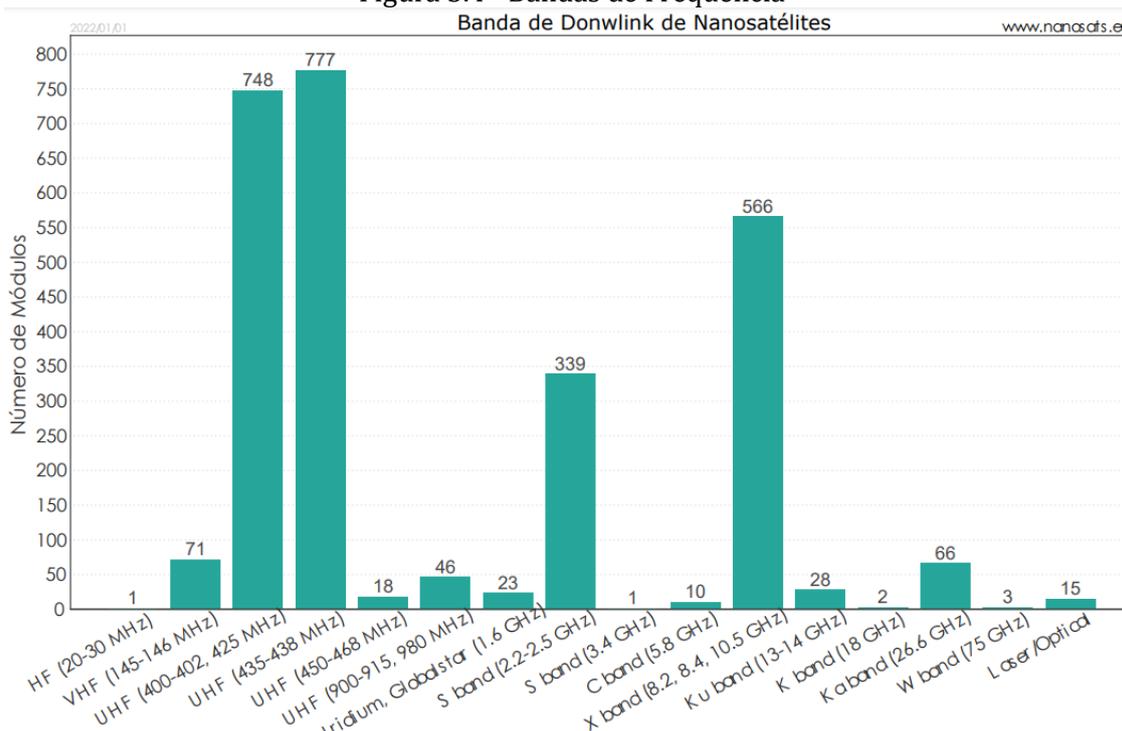
Na última década, houve um aumento exponencial do número de lançamento de e satélites em atividades, como ilustra a Figura 3.3. Entre as aplicações destas categorias de satélites, destacam-se: sensoriamento remoto da Terra, telecomunicações, ciência de modo geral, defesa e treinamento de estudantes e profissionais da área espacial (CGEE, 2018), (MOIA, SANTOS e FORMIGA., 2019), e (SANTOS, OLIVO, *et al.*, 2018). Entre as faixas de frequência mais utilizadas destacam (veja a Figura 3.4): em UHF 400 a 402MHz, 425MHz e 435 a 438MHz; na banda S 2,2 a 2,5GHz; e na banda X 8,2 a 8,4 GHz (DATABASE, 2022). No presente trabalho foi escolhida sub-banda 2,4 a 2,5GHz por ser uma faixa ISM (*Industrial, Sientific and Medical*) e, portanto, seu uso é não-licenciado em certos limites de emissão.

Figura 3.3 - Lançamentos de nanosatélite
Número total de nanosatélites e CubeSats lançados



Fonte: (Nanosat Database, 2016)

Figura 3.4 - Bandas de Frequência
Banda de Downlink de Nanosatélites



Fonte: (Nanosat Database, 2016)

Tendo em vista limitações de peso e na geometria do CubeSats, a antena *patch* retangular é uma excelente opção. Por serem leves, compactas, de baixo custo, fácil fabricação e de baixo perfil, podem facilmente ser instaladas nas faces externas do CubeSat e interligadas ao interior, onde está abrigado o transceptor do sistema de comunicação. Uma das desvantagens destas antenas é a estreita banda de

operação, tipicamente de 2% a 5% da frequência central. Neste trabalho, usando um substrato de PLA com espessura $h=1,57\text{mm}$, permissividade elétrica $\epsilon_r = 2,4$ e alimentação por linha de microfita, obteve-se uma banda de aproximadamente 3%, insuficiente para utilizar os 100 MHz disponível na banda de ISM. A abordagem adotada para o problema foi a aplicação de *Electromagnetic Band-Gap* (EBG) com objetivo de reduzir a permissividade efetiva do substrato e, conseqüentemente, alargar a banda de operação (HIRANO, 2019) [6]. Para fabricação, foi utilizado o método da manufatura aditiva e os elementos condutores com laminado de cobre com $t = 0,15\text{ mm}$ de espessura.

2. DESIGN DA ANTENAS PATCH RETANGULAR

As antenas *patch* retangulares são estruturas compactas, formadas por dois condutores, um elemento irradiador no formato retangular e um plano terra, separados de uma espessura t . Entre o irradiador e o plano terra tem-se um substrato ou laminado dielétrico, que possui espessura h , permissividade dielétrica relativa ϵ_r e tangente de perdas ($\tan \delta$) (DESCHAMPS, 1953).

As antenas *patch* retangulares podem ser alimentadas de diversas formas, sendo a por linha de microfita uma das mais utilizadas devido a simplicidade e por manter as dimensões da antena compactas (POZAR, 2011). Conforme apresentado na Figura 3.5, no projeto da antena *patch* retangular alimentada por linha de microfita deve-se determinar oito variáveis principais: o comprimento (L) e a largura (W) do elemento ressonador, o comprimento (L_p) e a largura (W_p) de corte casadores de impedâncias, o comprimento (L_m) e a largura (W_m) da linha de microfita de alimentação e o comprimento (L_d) e a largura (W_d) do dielétrico (BALANIS, 2015) [0]. Para tal, tem-se como parâmetros de entrada a frequência de operação do primeiro modo excitado (f_c), a constante dielétrica e a espessura do substrato e impedância desejada para a entrada na antena (Z_{en}). Entretanto, vale mencionar que não há uma formulação específica para o comprimento (L_d) e a largura (W_d) na literatura, sendo valores parametrizados normalmente em função de L e W .

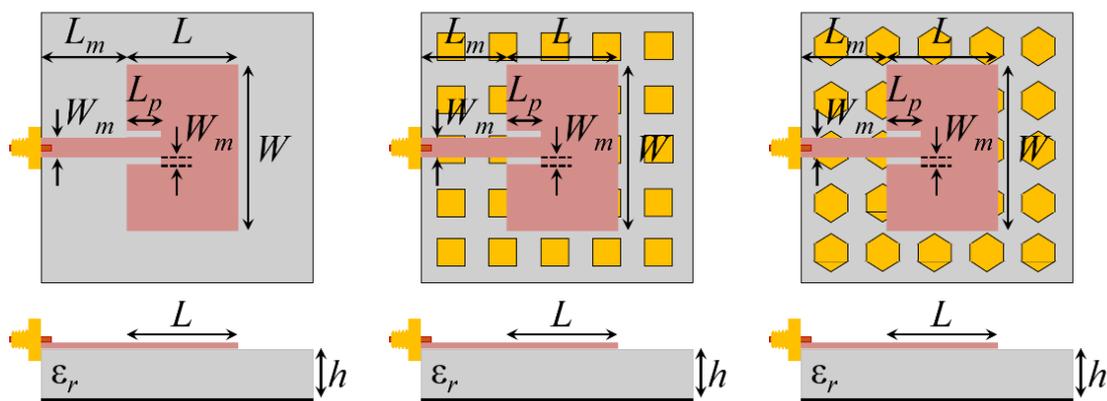
As antenas de microfita são leves, compactas, de baixo custo e fácil instalação, podendo ser montadas em superfícies planas ou não. Se integradas aos dispositivos diretamente, elas ficam mais protegidas e diminuem as perdas na linha de

alimentação, estas que são estruturas que irradiam e recebem energia eletromagnética pelo espaço livre (BALANIS, 2015).

Existe um grande interesse em diversas áreas das telecomunicações nas Antenas patch em microfita. Isso é devido as inúmeras vantagens sobre as antenas de micro-ondas convencionais (DEEPIKA, MATHIVANAN, *et al.*, 2017). Pesquisadores tem investido em projetos de antenas que atendam às necessidades desses sistemas e que possuem facilidade de fabricação, baixo custo, compactas e facilidade de conexão em circuitos integrados de micro-ondas. Entretanto uma das desvantagens mais aparentes desse tipo de antena é a altura do substrato, outra desvantagem é o baixo ganho. As desvantagens das antenas de microfita demandam por pesquisas e diversas técnicas têm sido utilizadas para resolver ou diminuir estes problemas, entre elas, o uso de geometrias fractais para diminuir o comprimento físico da antena mantendo seu comprimento elétrico através de um melhor aproveitamento do espaço de preenchimento; uso de substratos largos para aumentar a eficiência e largura de banda ; uso de cavidades para eliminar ondas de superfície mantendo uma boa largura de banda; formação de arranjos para alcançar bom desempenho de varredura e diretividade, etc.

Nas antenas *patch* retangulares, para o primeiro modo excitado, tem-se a frequência de ressonância controlada, primordialmente, por L e a impedância de entrada por W . Para boa eficiência do ressonador (principalmente em termos de diretividade) geralmente a largura W é dada por (BALANIS, 2015):

Figura 3.5 - Geometria da antena *patch* retangular, sem EBG, EBG retangular, EBG hexagonal



Fonte: Autoria própria.

$$W = \frac{c}{2 f_c \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \quad (1)$$

onde c é a velocidade da luz no vácuo, e o comprimento L , por sua vez, é:

$$L = \frac{c}{2 f_c \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 0,842h \left[\frac{(\epsilon_{eff} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264\right)}{(\epsilon_{eff} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8\right)} \right] \quad (2)$$

em que ϵ_{eff} é constante dielétrica efetiva obtida em:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W}}} \right) \quad (3)$$

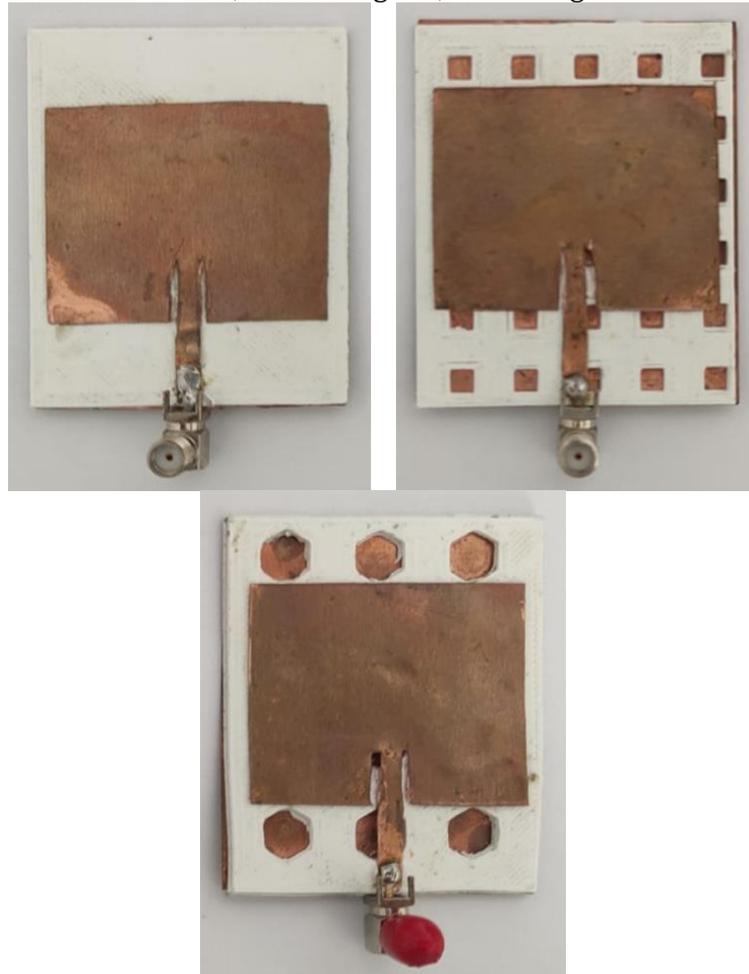
O comprimento dos cortes casadores de impedâncias depende do valor da impedância entrada desejada para o projeto, de modo que:

$$L_p = \frac{L}{\pi} \cos^{-1} \left(\sqrt{\frac{(Z_{en})P}{(Z_{en})A}} \right) \quad (4)$$

onde $(Z_{en})A$ é a impedância de entrada na borda do ressonador (geralmente maior que uma centenas de Ohms) e $(Z_{en})P$ é a impedância deseje para a entrada (na maioria dos casos 50Ω). Geralmente, em casos práticos tem-se L_p no intervalo $0,25L \leq L_p \leq 0,45L$. A largura dos cortes, por sua vez, não apresenta uma formulação clara. Entretanto, seu valor influencia no casamento de impedâncias devido um efeito capacitivo dos cortes. Sendo, assim geralmente essa variável dever ser estudada numericamente.

As variáveis L_m e W_m devem ser dimensionadas conforme os equacionamentos de linha de microfita (BALANIS, 2015). Para tal, tem-se como variáveis de entrada as características do laminado dielétrico (h e ϵ_r) e impedância característica do sistema de alimentação, tipicamente é $Z_o = 50\Omega$.

Figura 3.6 - Imagens das antenas construídas usando manufatura aditiva de polímero - sem EBG, EBG retangular, EBG hexagonal.



Fonte: Autoria própria.

3. APLICAÇÃO DE EBG NO SUBSTRATO DE ANTENAS *PATCH*

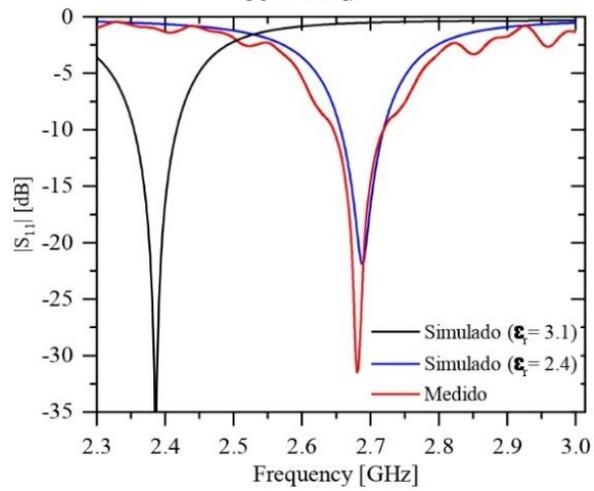
EBG são estruturas periódicas em material dielétrico ou condutivo. Atualmente é pouco discutido antenas com substratos EBG, é que elas elevam o nível de complexidade do projeto (HIRANO, 2019), porém a Manufatura aditiva permite trazer uma facilidade na sua construção em um substrato. Ao utilizar substratos EBG, uma estrutura híbrida é criada e a ϵ_r é alterada.

A Figura 3.6 apresenta as etapas de projeto da antena proposta nesse trabalho. Para tal, utilizou-se como substrato dielétrico o PLA fabricado por impressão 3D com permissividade elétrica relativa $\epsilon_r = 2,4$ e espessura de $h = 1,57$ mm.

As análises eletromagnéticas das antenas foram realizadas utilizando o método dos elementos finitos disponível na plataforma do Ansoft EM. Após o estudo

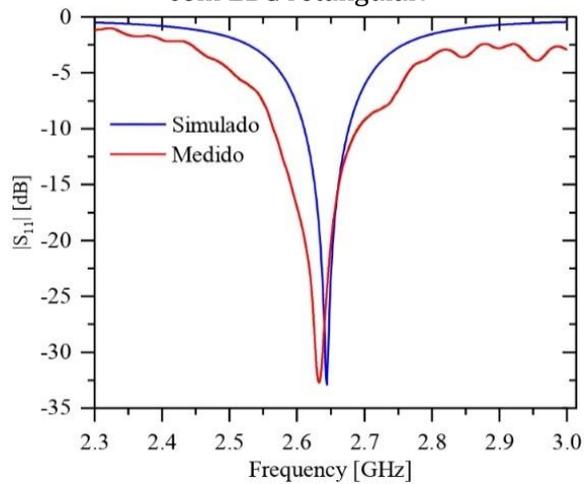
numérico, os protótipos foram construídos e os resultados experimentais foram obtidos a partir de medidas realizadas por meio de um Analisador escalar de redes.

Figura 3.7 - Resultados simulados e experimentais da perda de retorno S11 - Antena patch sem EBG.



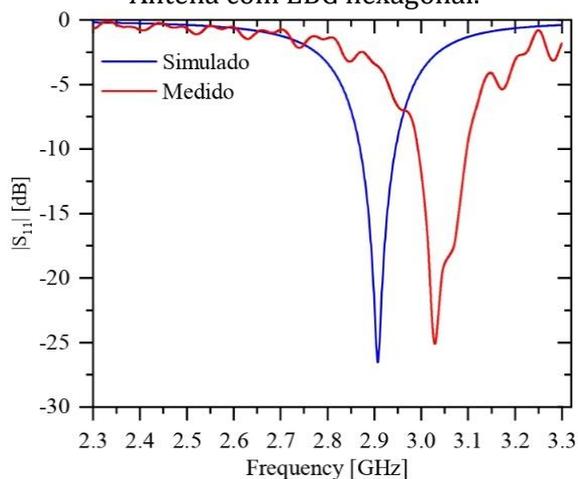
Fonte: Autoria própria.

Figura 3.8 - Resultados simulados e experimentais da perda de retorno S11 - Antena patch com EBG retangular.



Fonte: Autoria própria.

Figura 3.9 - Resultados simulados e experimentais da perda de retorno S_{11} - Antena patch - Antena com EBG hexagonal.



Fonte: Autoria própria.

O primeiro protótipo projetado foi a antena *patch* retangular convencional (veja a Figura 3.5) para a frequência $f_c = 2,4\text{GHz}$ considerando a permissividade dielétrica do PLA $\epsilon_r = 3,1$ (dado fornecido pela base do Ansys) resultando em $W = 35\text{mm}$, $L = 44\text{mm}$. Em seguida a antena foi construída e caracterizada. O módulo do parâmetro S_{11} simulado (para $\epsilon_r = 3,1$ e $\epsilon_r = 2,4$ e medido são apresentados na Figura 3.7). O primeiro ponto a ser observado é que a permissividade dielétrica do material é muito diferente do valor disponível no Ansys EM. A comparação dos dados medidos com simulações considerando $\epsilon_r = 2,4$ nos permitem concluir que este valor é o mais próximo do real e, portanto, foi considerado nos demais casos de estudo. Observa-se nesse caso que a largura de faixa, admitindo os limites de frequências em que o coeficiente de reflexão $S_{11} \leq -10\text{dB}$, é de $2,65\text{GHz}$ a $2,715\text{GHz}$, representando uma banda percentual de $2,4\%$ (65MHz) da frequência central $2,68\text{GHz}$. Assim, conclui-se que tal modelo não atende a largura de faixa necessária para aplicações em CubeSats, sendo necessário a implementação de modificações que possibilitem o aumento da banda, dentre as quais optou-se por estruturas EBG.

Os outros dois protótipos foram obtidos aplicando EBG no substrato da antena *patch* retangular projetada. Foram utilizados dois tipos de furos, prisma retangular e prisma hexagonal, como pode ser observado nas Figura 3.5 (3.5-B e 3.5-C). O furo hexagonal tem seu lado aproximadamente $4,62\text{mm}$, enquanto que o do quadrado mede aproximadamente 4mm . Foram feitos 30 furos na antena com EBG retangular e 12 furos na antena com EBG hexagonal. Os protótipos construídos são ilustrados nas Figura 3.6 (3.6-B e 3.6-C) e o módulo do parâmetro S_{11} nas Figura

3.8 e Figura 3.9. No caso com EBG retangular, verificou-se boa convergência entre resultados simulados e medidos, enquanto que no caso com EBG hexagonal as diferenças foram maiores. Em todos os casos, as diferenças entre resultados simulados e medidos podem ser atribuídas a erros de construção e ao desconhecimento do valor exato da permissividade dielétrica. Na Tabela 3.1 abaixo é apresentado as dimensões medidas dos três modelos. No entanto, a análise de banda dos resultados medidos nos permitem uma avaliação preliminar da aplicação da técnica.

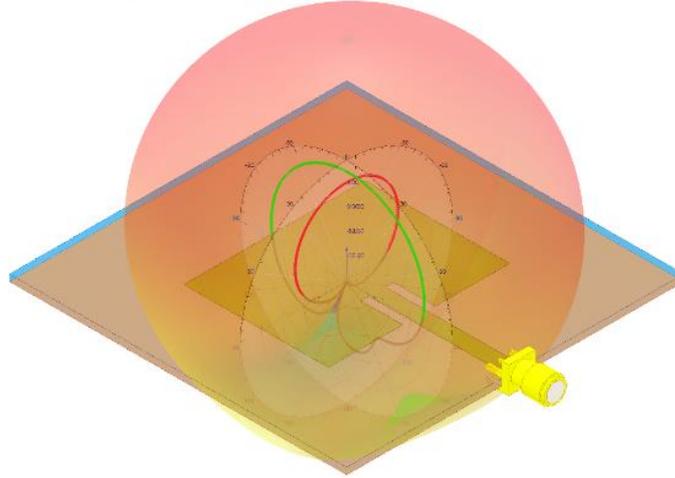
Tabela 3.1 - Dimensões das antenas patch simuladas e construídas como protótipo para os testes em laboratório.

Parâmetros	Sem EBG	Com EBG retangular	Com EBG hexagonal
W_d [mm]	49,96	50	50,13
L_d [mm]	60,56	60,65	63,12
h [mm]	1,61	1,7	1,6
W [mm]	44,51	44,67	44,03
L [mm]	35,25	35,79	35,94
L_m [mm]	11,58	9,86	8,73
W_m [mm]	4,01	3,93	4,07
L_p [mm]	2,12	3,99	4,96
W_p [mm]	0,71	0,68	0,88

Fonte: Autoria própria.

Para o protótipo com EBG retangular, a largura de faixa medida foi de 2,565GHz a 2,69GHz, representando uma banda percentual de 4,76% (125MHz) da frequência central 2,62GHz. O protótipo com EBG hexagonal apresentou largura de faixa medida de 2,995GHz a 3,095GHz, correspondendo a uma banda percentual de 3,3% (100MHz). Assim, conclui-se que a técnica, efetivamente, produziu um alargamento de faixa necessário às aplicações em CubeSats.

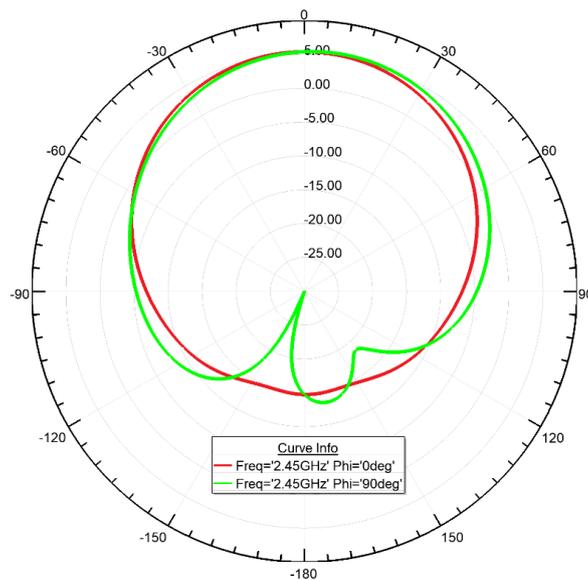
Figura 3.10 - Diagrama de radiação 3D - Antena com EBG retangular



Fonte: Autoria própria

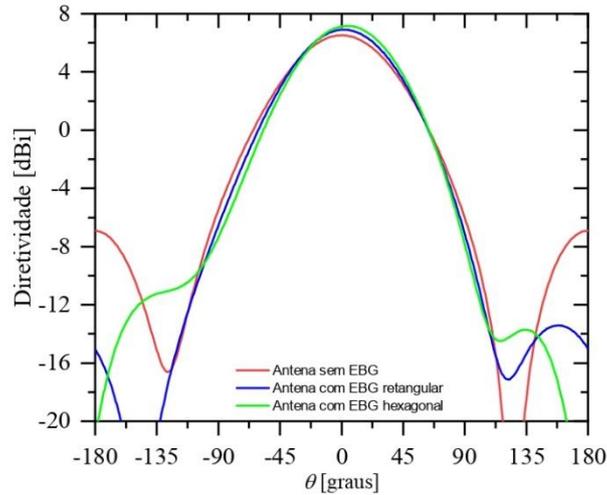
Em relação aos diagramas de radiação, o comportamento de todas as antenas foi similar. A Figura 3.10 e Figura 3.11, apresentam os diagramas de radiação 3D e 2D (planos E e H).

Figura 3.11 - Plano E e H - Antena com EBG retangular



Fonte: Autoria própria

Figura 3.12 - Diretividade - sem EBG, EBG retangular, EBG hexagonal



Fonte: Autoria própria.

Outro aspecto observado foi o aumento da diretividade das antenas com EBG, conforme ilustrado na Figura 3.12. A antena patch convencional apresentou diretividade máxima $D_0 = 6,5$ dBi, a antena com EBG retangular $D_0 = 6,9$ dBi e a antena com EBG hexagonal $D_0 = 7,16$ dBi.

Tabela 3.2 - Resultados experimental das antenas

	Sem EBG	Com EBG retangular	Com EBG hexagonal
Frequência (Ghz)	2,68	2,62	3,045
Largura da banda (Mhz)	65	125	100
Largura da banda (\%)	2,4	4,76	3,3

Fonte: Autoria própria

4. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho apresentou o desenvolvimento de antenas patch retangular para aplicação em CubeSats. Além de uma antena patch retangular convencional foram projetadas outras duas com EBG para alargamento da banda de operação. O projeto das antenas foi desenvolvido usando teoria de projeto de antenas patch retangular e as análises eletromagnéticas realizadas nos softwares Ansys EM. Os dispositivos foram fabricados em PLA usando o processo de manufatura aditiva de polímeros. O uso da tecnologia de impressão 3D no processo de fabricação de antenas é um campo promissor para fins comerciais e acadêmicos. A utilização de impressão 3D possibilitou o estudo e a análise de geometria não-

convencional de substrato. Os dispositivos construídos foram medidos e os resultados obtidos mostraram que a inserção do EBG produziu, além de aumento na banda de operação, aumento na diretividade máxima das antenas.

REFERÊNCIAS

BALANIS, C. A. **Antenna theory: analysis and design**. New York, USA: John Wiley Sons, 2015.

CGEE, C. D. G. E. E. E.-. **CubeSats. Volume 1: Theory**. Brasília, DF - Brasil: Ministério da Ciência, Tecnologia, Inovações e Comunicações, 2018.

DATABASE, N. Nanosat Database: World's largest database of nanosatellites, over 3300 nanosats and CubeSats. **Nanosat**, 10 Fevereiro 2022. Disponível em: <http://www.nanosats.eu/img/fig/Nanosats_freq_2016-09-24.pdf>.

DEEPIKA, J. et al. Parametrical variation and its effects on characteristics of microstrip rectangular patch antenna. [S.l.]: [s.n.]. 2017. p. 1--6.

DESCHAMPS, G. A. **Microstrip microwave antennas**. [S.l.]: [s.n.]. 1953. p. 18-22.

HIRANO, T. A. H. A. Wideband and Low Direct-Coupling Tapered Slot Antenna Using Electromagnetic Bandgap Structures. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, 67, n. 4, Abril 2019. 2272-2279.

MELO, O. C. W. E. C. F. D. **A Conquista do Espaço do Sputnik**. São Paulo, Brasil: Livraria da Física, 2007.

MOIA, G. P.; SANTOS, D. P. S. D.; FORMIGA., J. K. S. Tension force in nanosatellite tethers systems. **Journal of Physics: Conference Series**, v. 1365, p. 012010, 2019.

POZAR, D. M. **Microwave engineering**. New York, USA: John wiley & sons, 2011.

SANTOS, D. P. S. et al. Constelação de Nanossatélites para fins de Telecomunicações. [S.l.]: [s.n.]. 2018.

CAPÍTULO IV

EFEITOS DE DESCARGAS ELÉTRICAS EM ESTRUTURAS DE MATERIAIS COMPÓSITOS USADOS EM AERONAVES

EFFECT OF LIGHTNING ON COMPOSITE MATERIAL STRUCTURES USED IN AIRCRAFT

DOI: 10.51859/ampla.tac372.1122-4

Yago Godoy Zampolli ¹
Afonso José do Prado ²

¹ Graduando do curso de Engenharia Aeronáutica. Universidade Estadual Paulista – UNESP. Faculdade de Engenharia de São João da Boa Vista – FESJ/UNESP.

² Professor Assistente Doutor. Universidade Estadual Paulista – UNESP. Faculdade de Engenharia de São João da Boa Vista – FESJ/UNESP.

RESUMO

Este artigo apresenta análises baseadas em simulações computacionais para estimativas de efeitos diretos e indiretos de descargas atmosféricas em estruturas de aeronaves. A proposta é utilizar aplicativos matemáticos e de simulação de fenômenos eletromagnéticos para simular os efeitos das descargas atmosféricas sobre a estrutura de uma aeronave, bem como, estimar as possíveis interferências de tais descargas nos sistemas elétricos e eletrônicos embarcados. No desenvolvimento realizado, foi analisado o comportamento de materiais compósitos sob efeito de descargas elétricas considerando a variação da proporção entre a fibra de carbono e a matriz utilizada para obtenção desse tipo de material. Nas simulações, foram consideradas estruturas utilizadas para montagem de aeromodelos desenvolvidos por um grupo da UNESP de São João da Boa Vista dedicado a tais aeromodelos.

Palavras-chave: Material compósito. Estruturas aeronáuticas. Descargas atmosféricas.

ABSTRACT

This article presents analyzes based on computer simulations for estimating the direct and indirect effects of lightning on aircraft structures. The proposal is to use mathematical applications and simulation of electromagnetic phenomena to simulate the effects of atmospheric discharges on the structure of an aircraft, as well as to estimate the possible interference of such discharges in the electrical and electronic systems on board. In the development carried out, the behavior of composite materials under the effect of electrical discharges was analyzed, considering the variation of the proportion between the carbon fiber and the matrix used to obtain this type of material. In the simulations, structures used to assemble model airplanes developed by a group from UNESP from São João da Boa Vista dedicated to such model airplanes were considered.

Keywords: Composite material, aeronautical structures, lightning.

1. INTRODUÇÃO

Após um período de estiagem prolongada, os períodos subsequentes de chuvas podem ser caracterizados por tempestades fortes. De forma geral, essas tempestades são frontais ou convectivas. Independente das características das tempestades, elas levam sempre à ocorrência de descargas elétricas ou descargas atmosféricas. Podem ocorrer entre o solo e as nuvens, bem como, entre nuvens. Quando atingem o solo, podem ser descendentes, partindo das nuvens e atingindo o solo, ou ascendentes, partindo do solo e atingindo as nuvens. Para os ancestrais da humanidade, descargas atmosféricas eram personificadas como deuses ou como instrumentos da ira de deuses. Tais fenômenos, então, foram um dos primeiros fenômenos elétricos conhecidos e estudados. Impactos e consequências desses fenômenos continuam sendo intensamente explorados, analisados e estudados, pois com o avanço da tecnologia de materiais, novos tipos de materiais ficam expostos a ação direta e indireta de descargas atmosféricas. Nesse caso, os efeitos podem ser desde alterações temporárias nas características dos materiais até o comprometimento de sua estrutura física e química.

Análises, estudos e simulações relacionadas a descargas atmosféricas podem ter aplicações em diversas áreas, tais como, desenvolvimento de proteção por meio de para-raios de descargas, proteção de sistemas elétricos por meio de sistemas de aterramento, proteção de linhas de transmissão e distribuição por meio de para-raios de óxido de zinco, projeto de instalações elétricas com baixa sensibilidade a interferência eletromagnética indireta de descargas atmosféricas etc. Em relação à aeronáutica, o interesse é estudar, analisar e simular o comportamento do material da estrutura de aeronaves exposta a descargas atmosféricas durante o voo. Além disso, é necessário estudar, analisar e simular a interferência de tais descargas sobre os sistemas elétricos e eletrônicos internos da aeronave. O objetivo principal é desenvolver a estrutura e os sistemas internos da aeronave para que a segurança da mesma, dos passageiros e tripulantes, bem como, das cargas transportadas, não seja comprometida devido à ocorrência de descargas atmosféricas. Assim, é uma área de grande interesse para o desenvolvimento da aviação na questão de aplicação de materiais compósitos de fibra de carbono. Por outro lado, é uma área que apresenta pouco desenvolvimento de simulações e até de ensaios experimentais no Brasil.

2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1. DESCARGAS ATMOSFÉRICAS EM AERONAVES

A tempo se sabe que estruturas metálicas fechadas atuam como gaiolas de Faraday, isto é, isolam seu interior do que acontece em seu exterior. Dessa forma, pessoas e objetos estão protegidos de efeitos eletromagnéticos e descargas elétricas dentro de carros ou aviões fabricados de alumínio aeronáutico [1]. Entretanto, aeronaves modernas vêm apresentando, cada vez mais, materiais compósitos em sua estrutura, especialmente a partir da década de 80. Assim, tais materiais se comportam diferentemente à uma estrutura metálica quando percorridos por corrente elétrica. Não é coincidência que o número de patentes relacionadas com o estudo de danos causados em aeronaves por raios e as formas de minimizá-los vem crescendo simultaneamente [2][13].

Aeronaves se tornam alvos de descargas atmosféricas quando elas passam a fazer parte do “canal” do raio, em outras palavras, a descarga elétrica, ao partir de sua origem, se fixará em um ou mais pontos da aeronave e se desprenderá, também, em um ou mais pontos, seguindo então seu caminho até ser dissipada.

Normalmente, os pontos de fixação iniciais estão nas extremidades da aeronave. Em aeronaves militares, por exemplo, esses pontos se localizam no tubo de pitot do nariz ou radome, pontas das asas, pontas do estabilizador horizontal, ponta da nadadeira vertical e apêndices auxiliares. Por causa do movimento do avião para a frente da aeronave, os pontos de reconexão geralmente incluem a fuselagem, asas e bordas de fuga devido ao efeito do movimento de varredura [14].

Os dados sobre os locais de fixação podem ser obtidos a partir da inspeção visual da aeronave. A localização desses pontos também pode ser obtida por testes em laboratório nos quais um modelo em escala da aeronave é submetido a descargas atmosféricas simuladas. Este método é particularmente útil para novas configurações de projetos de aeronaves [14].

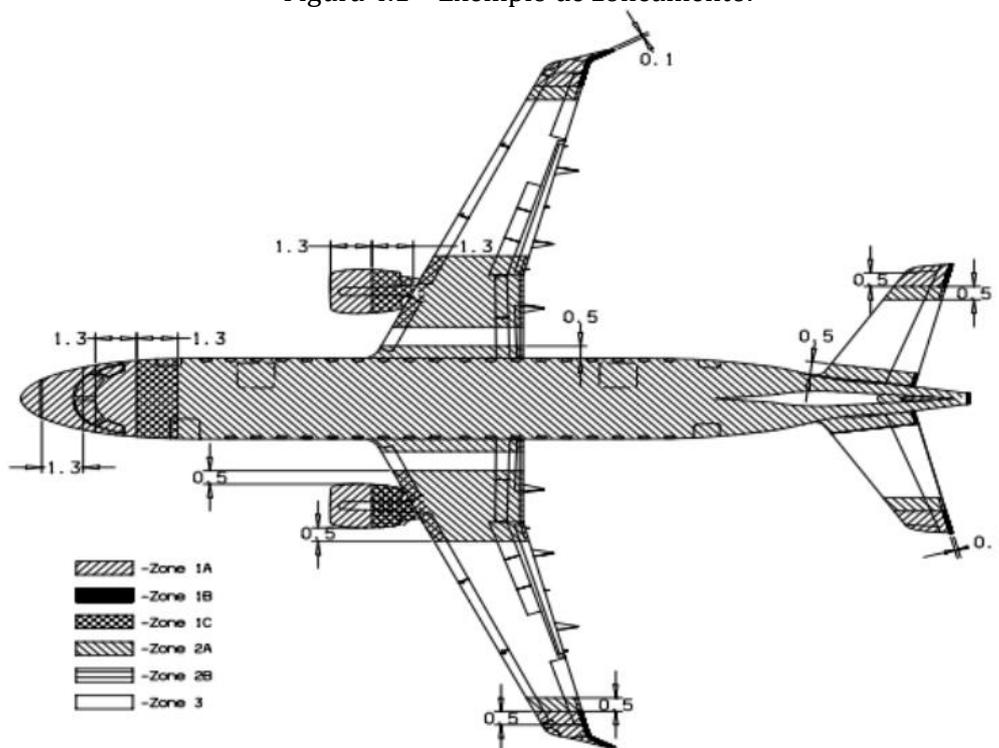
Existem, então, modelos de zoneamento do avião, isto é, a separação das partes de acordo com sua susceptibilidade em relação aos efeitos elétricos e eletromagnéticos. Dessa forma, define-se [15]:

- Zona 1: Superfícies da aeronave em que há alta probabilidade de fixação inicial do raio (pontos de entrada e saída);
- Zona 2: Superfícies da aeronave em que há alta probabilidade de varredura;

- Zona 3: Superfícies da aeronave em que há baixa probabilidade de fixação do raio, porém podem carregar grandes correntes por condução direta do raio de seu ponto de entrada até seu ponto de saída.

A Figura 4.1 mostra a vista superior de uma aeronave com a identificação das zonas de susceptibilidade de ocorrência de descargas atmosféricas, bem como, subdivisões dessas zonas [9], [10]. As subdivisões 1A, 1B, 1C estão relacionadas com aspectos de fixação, refixação e tempo de permanência das cargas nessas regiões. Ou seja, na seção 1A o tempo de duração dos efeitos elétricos é muito menor que na seção 1B. A seção 1C, por sua vez, representa uma zona de transição.

Figura 4.1 – Exemplo de zoneamento.



Fonte: [9], [10].

Da mesma forma, os efeitos elétricos na subdivisão 2B tem duração muito maior em relação à 2A, isso porque subdivisões de índice B estão relacionadas a regiões de descarregamento.

Vale ressaltar que, ao substituir o metal por fibra, questiona-se se a redução da condutividade influencia o zoneamento. Para criar um caminho condutor, uma folha condutora é colocada sobre a camada superior de compósito. Um caminho condutor reduz a quantidade de aquecimento por efeito Joule e impede o fluxo de corrente elétrica dentro do material compósito [16].

Aviões são atingidos por raios uma vez por ano, em média. Geralmente, isso ocorre durante os procedimentos de decolagem e aterrissagem. Durante o voo, as aeronaves costumam ser desviadas do seu curso quando nuvens de tempestades estão presentes na rota, evitando assim, serem atingidas por descargas elétricas [5][7]. Ainda que pouco recorrentes, existem situações onde os raios atingem em cheio a estrutura do avião e, se esta é feita de material condutor (metal), como por exemplo, ligas de alumínio, o comportamento resistivo da estrutura é muito baixo, minimizando os danos causados à estrutura. Os danos ficam praticamente concentrados em componentes eletrônicos presentes nessa estrutura [8][10].

Apesar disso, compor aeronaves com fibras de carbono propicia vantagens em relação a ligas metálicas. As principais vantagens estão relacionadas com o peso, a resistência à pressão e a resistência à corrosão. Compósitos de carbono são significativamente mais leves que o alumínio, podendo reduzir em até 30% o peso das estruturas. Por serem muito mais resistentes à corrosão, diminuem os gastos com manutenção a longo prazo. Acima de tudo, os compósitos se destacam por possibilitarem a fabricação de estruturas de formas suaves e curvas aerodinâmicas. No cenário aeronáutico, isso contribui muito para a diminuição do arrasto, reduzindo, conseqüentemente, a demanda de combustível. Além disso, por suportar maior pressão, cabines produzidas com materiais compósitos de fibra de carbono suportam maiores diferenças de pressão entre as partes externa e interna da aeronave. Isso significa maior conforto para os passageiros em viagens longas em altitudes de rotas comerciais que usam os maiores aviões a jato, como por exemplo, os principais modelos da Boeing e da Airbus [5].

Existe, entretanto, um fator preocupante nos compósitos: os danos causados por fatores mecânicos não ficam tão visíveis quanto nos metais. Ou seja, impactos de baixa energia podem, aparentemente, não deixar vestígios significativos. No entanto, a estrutura pode estar significativamente danificada em seu interior. Podem existir laminações extensas espalhadas em uma área em forma de cone a partir do local do impacto. Isso cria a necessidade de constantes inspeções realizadas por especialistas em materiais compósitos para evitar riscos de falhas na estrutura. As descargas elétricas atmosféricas podem ser um fator importante nesse quesito, dando início ou agravando esse tipo de falha estrutural desse material [9], [10].

Diferentemente dos materiais condutores, onde a corrente elétrica flui pelo exterior da estrutura metálica e se dissipa com facilidade, os compósitos de fibra de carbono são dielétricos e apresentam um caráter resistivo aproximadamente 1 milhão de vezes maior do que o alumínio. Além da diferença de resistividade, a natureza anisotrópica desse material faz com que o tempo mais longo de dissipação da descarga elétrica seja suficiente para que a estrutura exterior seja danificada e, o mais preocupante, interiormente [6][10]. Uma medida frequentemente tomada em relação a esse problema é a adição de malhas condutoras à estrutura dielétrica. Na maioria das vezes, são compostas de cobre ou bronze [7]. De forma geral, durante a ocorrência de uma descarga atmosférica em aeronaves de materiais compósitos, a corrente elétrica se concentra nos componentes metálicos da estrutura, por exemplo, rebites. Isso é especialmente perigoso nas asas, pois ali estão localizados os tanques de combustível da aeronave. Uma corrente que percorre rebites desde a superfície da asa até o interior da estrutura pode gerar uma faísca que, em contato com o vapor de combustível, leva à explosão do tanque [8][10].

Muitas alternativas podem ser implementadas para mitigar o arco elétrico nos rebites metálicos [11]. A primeira delas, é isolar o rebite com um adesivo dielétrico em sua superfície, prevenindo a ocorrência de um arco elétrico na superfície externa e a parte interna da estrutura através desse componente metálico. Rebites dielétricos também podem ser usados, mas isso não é viável devido ao fato que a carga elétrica é muito intensa nas juntas, exigindo maior resistência mecânica desse tipo de conector. Tal característica é o fator decisivo para a opção pelo rebite metálico. Outra possibilidade é o aumento do número ou do tamanho de conectores usados, juntamente com a adição de malhas condutoras mais espessas (denominadas *bolt-line*), para melhor distribuir a corrente, diminuindo a densidade de corrente nas partes atingidas pela descarga. Há a possibilidade de utilizar rebites envoltos por uma capa isolante. Esse material dielétrico atua como uma luva que minimiza o vão entre rebite e estrutura, diminuindo os arcos elétricos entre o metal e a parede da estrutura. A contenção do arco elétrico pode ser feita, também, por meio da inserção de um selante na região da rosca ou colar do rebite. Essa barreira impede o contato do arco elétrico com o vapor de combustível [8][13].

Dentre as técnicas utilizadas para a mitigação, uma das mais bem sucedidas é o uso de rebites protegidos por uma luva de conformidade, que, ao sofrer a ação

de descargas elétricas, se deforma e preenche os vãos gerados pela danificação do material. Foi registrado que, nesta situação, os rebites se mantêm livres de arcos quando expostos a correntes de até 100 kA [9], [10].

Além das preocupações acerca dos tanques de combustível, a ocorrência de descargas atmosféricas pode trazer complicações em outros sistemas de voo. O campo magnético presente pode penetrar no avião por regiões menos condutoras, podendo gerar problemas nos sistemas sonoros, por exemplo. Outro malefício trazido por um raio é o custo de manutenção gerado, afinal, podem ocorrer queimas ou derretimentos nos pontos de fixação. Mesmo que isso não ocorra, após uma aeronave ser atingida por uma descarga, esta deve obrigatoriamente passar por revisão antes de retornar à ativa [1][19]. Ainda que pouco provável, é possível que um raio cause danos ao para-brisa do avião. As chances são poucas devido ao tamanho do para-brisa em relação ao restante da estrutura. Além disso, em laboratório, foi necessária uma corrente de 235 kA ou 235000 A para romper as camadas do vidro [18].

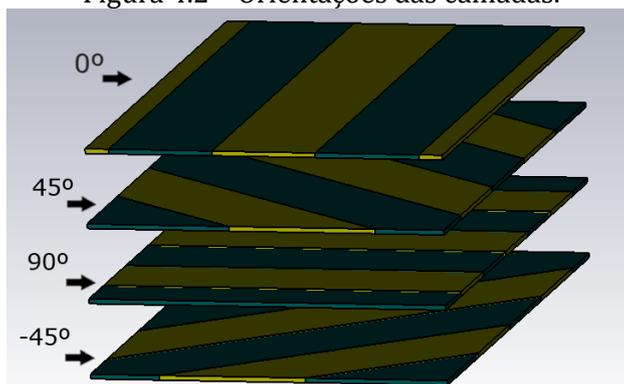
Materiais compósitos, portanto, são atualmente empregados em aeronaves dos mais diversos tamanhos e finalidades. Desde naves espaciais reutilizáveis (Columbia, por exemplo) até os gigantescos A380. É fato que esses materiais serão, por décadas, muito proveitosos para a engenharia [1][19].

3. DESENVOLVIMENTO

3.1. CORPOS DE PROVA

O primeiro modelo simula uma porção de material feito de resina epóxi preenchida com fibra de carbono. A placa é composta por 16 camadas sobrepostas, com direções equivalentes a 0°, 45°, 90°, -45° e assim por diante (repetindo essa sequência 04 vezes), conforme ilustrado na Fig. 2. Cada fração de material, seja resina ou fibra de carbono, tem dimensões de comprimento, largura e espessura, respectivamente, iguais a 50 mm, 2,2 mm e 0,1 mm.

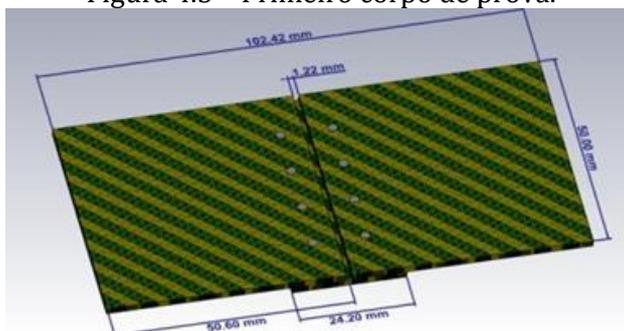
Figura 4.2 – Orientações das camadas.



Fonte: Autoria própria.

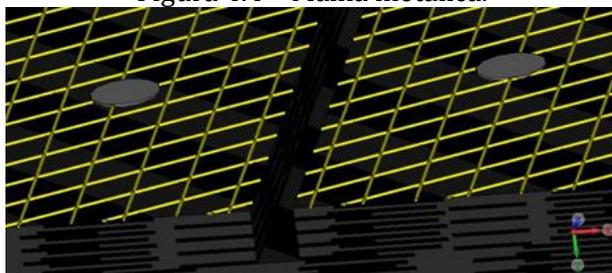
Seguindo o padrão da Fig. 1, foi desenvolvida uma prancha com 1,6 mm de espessura, 50 mm de largura e 50,6 mm de comprimento. Esta placa foi unida a outra idêntica por um elemento de junta do mesmo material, utilizando fixadores metálicos (rebites). O modelo resultante é ilustrado na Fig. 3. Por fim, uma malha metálica foi adicionada à superfície.

Figura 4.3 – Primeiro corpo de prova.



Fonte: Autoria própria.

Figura 4.4 – Malha metálica.



Fonte: Autoria própria.

Outros três modelos foram desenvolvidos em parceria com o grupo de *aerodesign* Adelphi, da UNESP-SJBV. Esses 3 modelos visavam simular a estrutura do Netuno (um dos aeromodelos desenvolvidos pelo grupo). Os modelos utilizam material compósito para grande parte da estrutura da asa, porém, a organização das

fibras e a razão fibra-matriz são diferentes do modelo anterior. Os modelos foram desenvolvidos de forma que a proporção mássica entre a fibra e a resina fosse de 50/50 (%), ou seja, 50% do peso total do modelo é composto por fibra de carbono e 50% por resina epóxi. Além disso, as fibras deveriam ser tecidas a 90° umas das outras.

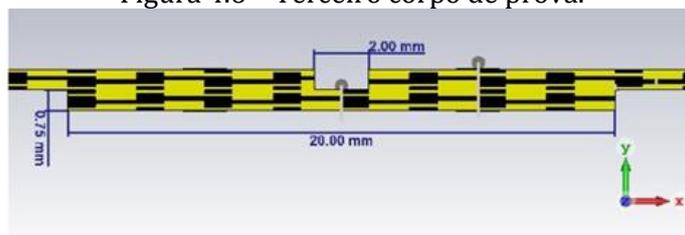
O segundo modelo representa uma porção central de um painel genérico na superfície da asa, enquanto o terceiro simula uma região que contém um elemento de junta de CFC. No quarto caso, para estudar o efeito da alteração da resistividade elétrica em determinadas regiões do modelo, o material da junta foi substituído por alumínio, pois o metal possui uma condutividade muito maior que o material compósito.

Figura 4.5 – Segundo corpo de prova.



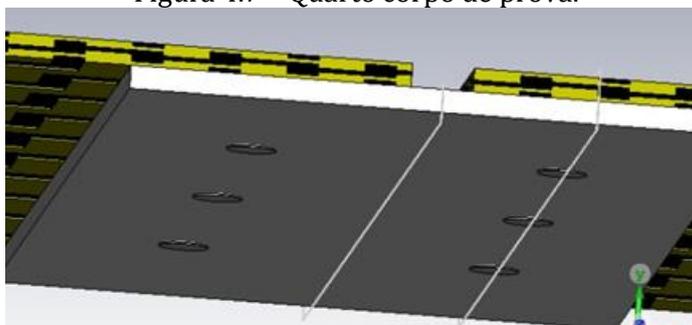
Fonte: Autoria própria.

Figura 4.6 – Terceiro corpo de prova.



Fonte: Autoria própria.

Figura 4.7 – Quarto corpo de prova.



Fonte: Autoria própria.

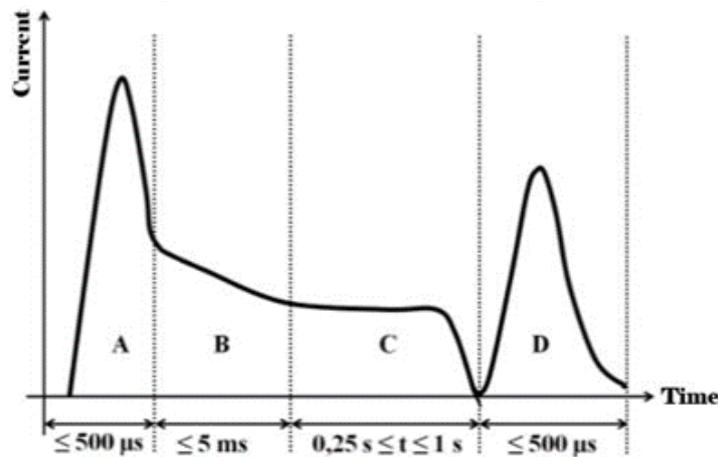
3.2. FORMATO DE ONDA

Em todas as simulações, a forma de onda utilizada para representar o comportamento do raio é representada pela região A (na Fig. 8). Este perfil é atualmente o mais utilizado em laboratórios, pois representa bem um raio que pode atingir uma aeronave durante as etapas de decolagem, voo e pouso. Matematicamente, a curva pode ser descrita por (1).

$$i(t) = I_0(e^{-\alpha.t} - e^{-\beta.t}) \quad (1)$$

Em (1), temos: $I_0 = 218,810 \text{ kA}$; $\alpha = 11,364 \text{ s}^{-1}$; $\beta = 647,265 \text{ s}^{-1}$

Figura 4.8 – Forma de onda completa.

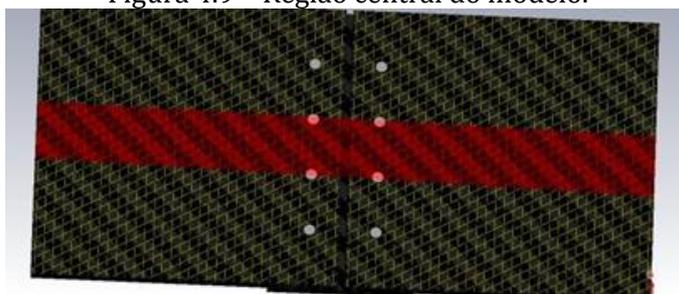


Fonte: [6].

4. RESULTADOS

Considerando os resultados obtidos ao simular o primeiro modelo, percebe-se que a corrente elétrica flui principalmente pela região central do modelo (região vermelha na Fig. 9). Como o ponto de queda do raio está nesta região e devido à simetria da estrutura, os caminhos mais curtos para a corrente percorrer estão nesta região. Quanto aos níveis de corrente nas camadas do laminado, a presença de malha metálica no material compósito é o principal fator de influência. Na Fig. 10.a é possível observar a diferença entre as correntes medidas em três monitores, dois localizados relativamente distantes da malha metálica (curvas marrom e laranja) e o outro em uma região próxima a essa malha (curva rosa). Ainda, conforme a Fig. 10.b, o pico de corrente nos rebites foi maior nas regiões externas do material (curvas azul e rosa) e, conseqüentemente, mais próximo da malha.

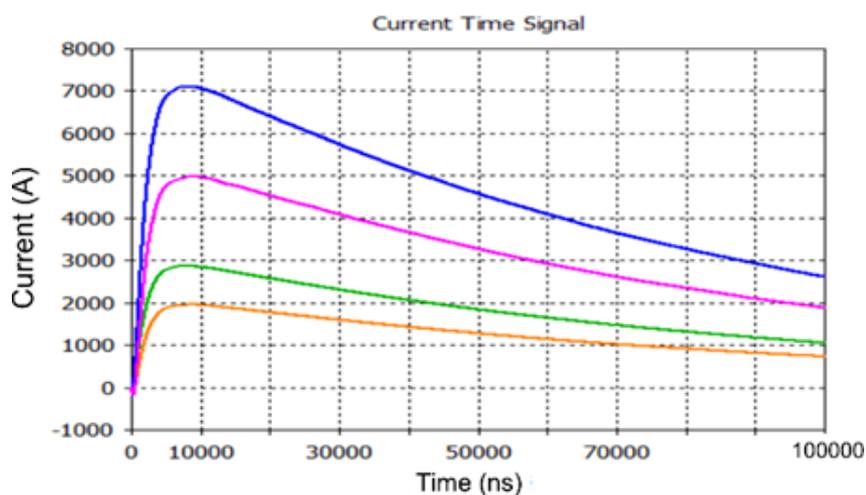
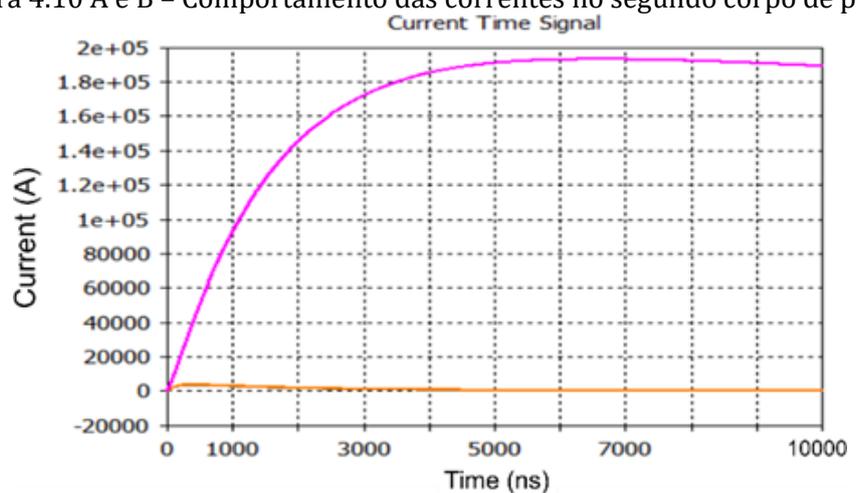
Figura 4.9 – Região central do modelo.



Fonte: Autoria própria.

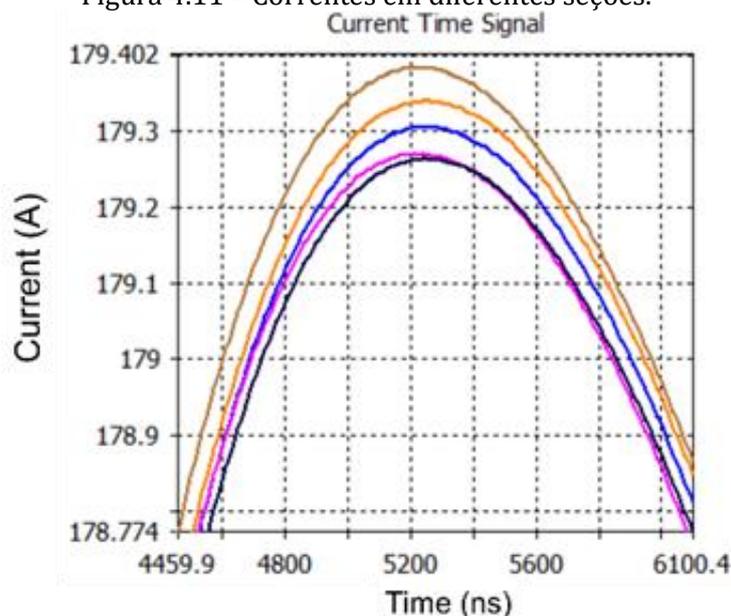
Considerando o segundo modelo, é possível notar que, diferentemente do primeiro modelo, a magnitude das correntes que atravessam toda a seção transversal do corpo não se aproxima da corrente induzida pela fonte virtual (3,4 kA). Além disso, os níveis atuais são praticamente os mesmos em todas as regiões do modelo (Fig. 11).

Figura 4.10 A e B – Comportamento das correntes no segundo corpo de prova.



Fonte: Autoria própria.

Figura 4.11 – Correntes em diferentes seções.

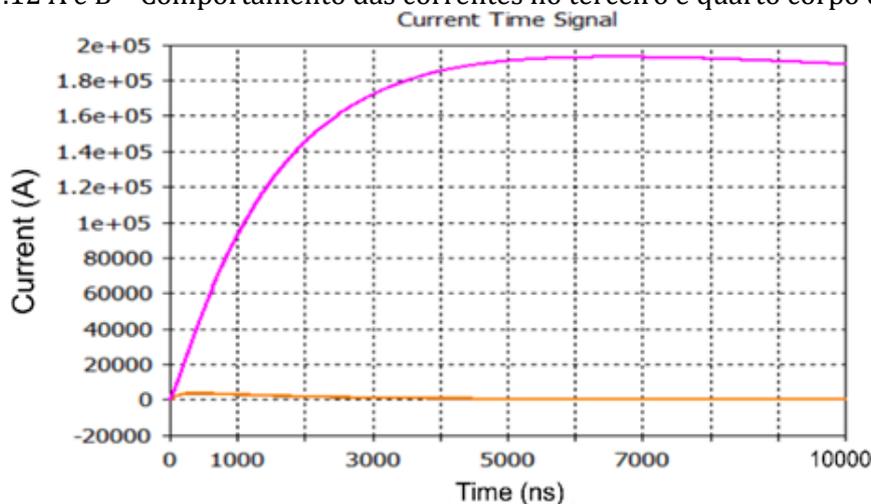


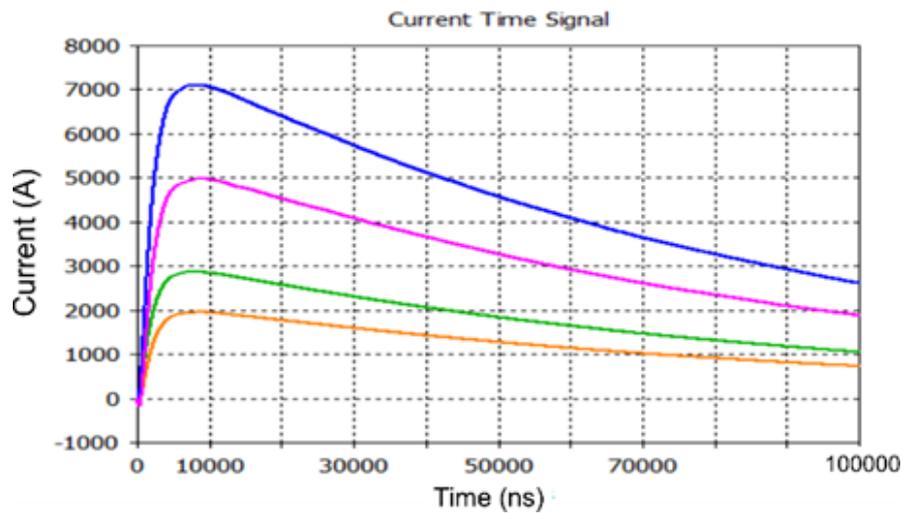
Fonte: Autoria própria.

Devido à forma como o terceiro modelo foi construído, foi gerado um acúmulo de corrente elétrica exatamente nas regiões da junta (curva rosa na Fig. 12.a). O alto valor de corrente nos rebites pode ser explicado tanto pela presença de um material metálico quanto pelo fato de o medidor de corrente naquele local ser maior do que em outras regiões (curva verde).

Por fim, considerando o quarto modelo, a última simulação deixou claro que uma junta metálica é uma região de alta acumulação de corrente. Observando a Fig. 12.b, é possível notar que o pico de corrente na junta ultrapassou o pico de corrente no CFC em cerca de 150%, mesmo que o ponto de queda do raio não tenha sido no metal em si.

Figura 4.12 A e B – Comportamento das correntes no terceiro e quarto corpo de prova.





Fonte: Autoria própria.

5. CONSIDERAÇÕES FINAIS

São inúmeros os fatores que influenciam no comportamento das descargas atmosféricas em materiais compósitos, dentre eles podemos citar a forma como as fibras se organizam na estrutura da matriz, a proporção em que as fibras estão presentes no material e a região em que o material compósito atingido pelo raio está localizado na aeronave.

Em particular, em relação ao último fator mencionado, foi demonstrado que regiões da aeronave onde estão presentes reforçadores, ou qualquer outro tipo de elemento de junta, merecem atenção especial por serem percorridos por correntes de grandes magnitudes quando a aeronave é atingida por um raio, principalmente se algum material metálico estiver presente nele.

Por fim, qualquer tipo de estrutura aeronáutica utilizada atualmente está sujeito a valores de corrente muito elevados quando atingida por um raio. Portanto, é fundamental que procedimentos sejam realizados para garantir que as faíscas geradas pela movimentação elétrica no material não se infiltrem nos tanques de combustível da aeronave, por exemplo.

AGRADECIMENTOS

Ficam, aqui, os agradecimentos ao Prof. Dr. José Pissolato Filho e ao mestrando Renan Callegari, que forneceram, além do direcionamento inicial do tema do projeto, auxílios no processo de familiarização do autor deste trabalho com o software utilizado para realizar as simulações (CST Studio) e auxílios quanto ao

formato inicial do corpo de prova e da forma de onda utilizada para representar uma descarga atmosférica (dupla-exponencial).

REFERÊNCIAS

1. J. Y. Lee, “**Electromagnetic Environmental Effects on Aural Warning Systems in Aircraft**”, 2019 IEEE Aerospace Conference, 2-9 March 2019, Big Sky, MT, USA, doi: 10.1109/AERO.2019.8741667
2. J. Pissolato, D. W. P. Thomas, C. Christopoulos, R. Callegari, S. O. Nunes, “**Current density distribution in carbon fiber composites following lightning strikes in aircraft**”, International Conference on Lightning and Static Electricity - ICOLSE 2017, Nagoya, Japão, 2017.
3. R. Callegari, “**Simulações para o estudo da proteção de aeronaves usando fibras de carbono**”, Iniciação Científica, Universidade Estadual de Campinas, 2019. Orientador: Jose Pissolato Filho.
4. R. A. Araujo, “**Modelagem eletromagnética de estruturas aeronáuticas em compósitos**”, Iniciação Científica, Universidade Estadual de Campinas, 2008. Orientador: Jose Pissolato Filho.
5. “**A Era dos Compósitos na Fabricação de Aeronaves**”, <http://blog.hangar33.com.br/a-era-dos-compositos-na-fabricacao-das-aeronaves/>, acesso em 25 de março de 2020.
6. H. Librantz, A. F. H. Librantz, “Descargas atmosféricas e suas interações com aeronaves”, *Exacta*, vol. 4, no. 2, pp. 247-258, julho/dezembro, 2006.
7. Grupo de eletricidade atmosférica - ELAT, “Relâmpagos e efeitos em aviões”. <http://www.inpe.br/webelat/homepage/menu/infor/relampagos.e.efeitos/aviões.php>, acesso em 25 de março de 2020.
8. L F. Nunes de Souza, H. Librantz, J. Amorim, G. Adabo, “**Analysis of direct effects of lightning on composite structures of aircraft**”, IX International Symposium on Lightning Protection, 4 pp., 26 a 30 de novembro de 2007, Foz do Iguaçu, Brasil.
9. S. A. Baldacim, N. Cristofani, J.L.F Junior, J. R. Lautenschlager, “**Lightning effects in aircraft of the composite material**”, 17º CBECIMat - Congresso Brasileiro de Engenharia e Ciência dos Materiais, pp. 3247-3258, 15 a 19 de novembro de 2006, Foz do Iguaçu, Brasil.
10. M. Apra, M. D'Amore, K. Gigliotti, M. Sabrina Sarto, V. Volpi, “**Lightning Indirect Effects Certification of a Transport Aircraft by Numerical Simulation**”, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 50, no. 3, pp. 513-523, Aug. 2008. doi: 10.1109/TEMC.2008.927738.
11. H. Mulazimoglu, L. Haylock, “**Recent developments in techniques to minimize**

- lightning current arcing between fasteners and composite structure**", International Conference on Lightning and Static Electricity. S4B1, 16 pp., Oxford, 2011.
12. J. R. Hart, "**Characterization of carbon fiber polymer matrix composites subjected to simultaneous application of electric current pulse and low velocity impact**", Master of Science Thesis, University of Iowa, 2011. Versão digital: <http://ir.uiowa.edu/etd/1143>.
 13. S. Rea, D. Linton, E. Orr, J. McConnell, "**Electromagnetic shielding properties of carbon fibre composites in avionic systems**", Microwave Review, pp. 29-32, June, 2005.
 14. Society of Automotive Engineers, Inc. (SAE), SAE ARP 5412, "**Aircraft lightning environment and related test waveforms**", 2005.
 15. J. C. Corbin and W. W. Cooley, "**Assessment of Aircraft Susceptibility/Vulnerability to Lightning and Development of Lightning-Protection Design Criteria**", in IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. EMC-24, no. 2, pp. 225-237, May 1982, doi: 10.1109/TEMC.1982.304033.
 16. C. Karck, C. Metzner, "**Lightning Protection of Carbon Fibre Reinforced Plastics - An Overview**", 33rd International Conference on Lightning Protection, pp. 8, 25-30 September, 2016, Estoril, Portugal, doi: 10.1109/ICLP.2016.7791441.
 17. D. Krutílek, Z. Raida, J. Kuřera, Z. Rezníček, "**Lightning Protection of Aircraft Systems Installed inside Composite Nose: Principal Analysis**", 2015 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA), pp. 934-937, 7-11 September, 2015, Turin, Italy, doi: 10.1109/ICEAA.2015.7297253.
 18. J. H. Hagenguth, "**Lightning Stroke Damage to Aircraft**", Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, vol. 68, no. 2, pp. 1036-1046, July 1949, doi: 10.1109/T-AIEE.1949.5060047.
 19. D. Krutílek, Z. Raida, "**Electromagnetic Simulation for Certification of Small Aircraft: Direct and Indirect Effects of Lightning**", 26th Conference Radioelektronika, 4 pp., 19-20 April, 2016, Košice, Slovak Republic, doi: 10.1109/RADIOELEK.2016.7477425.

CAPÍTULO V

ESTUDO DO COMPORTAMENTO ELETROMAGNÉTICO DE UMA CORNETA COAXIAL OPERANDO EM ONDAS MILIMÉTRICAS STUDY OF THE ELECTROMAGNETIC BEHAVIOUR OF A COAXIAL HORN OPERATING IN MILLIMETER WAVES

DOI: [10.51859/ampla.tac372.1122-5](https://doi.org/10.51859/ampla.tac372.1122-5)

Elígia Simionato ¹
Guilherme Simon da Rosa ²
Mirian Paula dos Santos ³
José Augusto de Oliveira ³
Ivan Aldaya ³
Rafael Abrantes Penchel ³

¹Graduanda do curso de Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações. Faculdade de Engenharia de São João da Boa Vista – FESJ/UNESP.

²Professor Adjunto Doutor. Centro de Estudos em Telecomunicações – CETUC/PUC-Rio

³Professor Assistente Doutor. Faculdade de Engenharia de São João da Boa Vista – FESJ/UNESP.

RESUMO

Este trabalho explora diversas técnicas numéricas para projetar uma corneta coaxial TEM banda larga para operação em ondas milimétricas. Inicialmente, uma análise paramétrica foi empregada para estudar e determinar as dimensões da abertura da corneta para evitar nulos no diagrama de radiação do plano vertical da antena. Aprimorou-se a uniformidade do diagrama de radiação ao longo da faixa de operação pela modelagem da região cônica da corneta. Em adição, uma transição para um conector coaxial padrão de 2,92 mm e um suporte dielétrico para o condutor interno foram propostos. Para melhorar o desempenho eletromagnético, um algoritmo genético foi utilizado para otimizar as dimensões da região cônica, da região de transição e do suporte. Para avaliar o desempenho da antena, uma análise eletromagnética de onda completa baseada no Método de Elementos Finitos foi empregada. Os modelos projetados apresentaram largura de banda maior que 45% (25 GHz – 40 GHz) com perda de retorno maior que 20 dB.

Palavras-chave: Ondas milimétricas. Corneta coaxial. Análise eletromagnética.

ABSTRACT

This work explores multiple numerical techniques to design a wideband TEM coaxial horn for operation in millimeter waves. First, a parametric analysis was employed to study and determine horn's aperture dimensions to avoid nulls in the vertical radiation pattern of the antenna. The uniformity of the radiation pattern throughout the operating band was improved by shaping the conical region. In addition, a transition structure for connecting the conical horn to a standard 2.92 mm coaxial connector and a dielectric support for the inner conductor were proposed. To enhance electromagnetic performance, a genetic algorithm was used to optimize the conical region, the transition region, and the support dimensions. To address the antenna performance, full-wave electromagnetic analysis based on the Finite Element Method was employed. The designed models presented frequency bandwidth more than 45% (25 GHz – 40 GHz) with return loss greater than 20 dB.

Keywords: Millimeter waves. Coaxial horn. Electromagnetic analysis.

1. INTRODUÇÃO

Aplicações como realidade virtual/aumentada (VR/AR), direção autônoma e Internet das Coisas (IoT) estão impulsionando avanços tecnológicos no contexto das comunicações móveis e modelando requisitos para o 5G, 6G e além. Possibilitar o desenvolvimento dessas aplicações e de muitos outros usos emergentes, bem como aplicações que ainda não foram concebidas, exigirá taxas de dados extraordinariamente maiores que as usuais de hoje, da ordem de centenas de gigabits por segundo (Gbps) ou mesmo terabits por segundo (Tbps) com latência ínfima e máxima confiabilidade (XING; RAPPAPORT, 2021; RAPPAPORT et al., 2019). Alcançar tais avanços exigirá o gerenciamento do espectro de frequência (RAPPAPORT et al., 2019; PI; KHAN, 2011).

Por apresentarem condições de propagação favoráveis, as frequências abaixo de 6 GHz (sub-6GHz) são bastante utilizadas por sistemas móveis e outros serviços sem fio, como comunicação fixa, radiodifusão e comunicações por satélite (CHOUDHURY, 2015). Como resultado, as bandas sub-6GHz se tornaram pouco atraentes para o desenvolvimento de tecnologias inovadoras que são altamente dependentes da disponibilidade de espectro. As frequências de ondas milimétricas (mm-Wave, cobrindo o espectro 30 GHz – 300 GHz), no entanto, eram quase inexploradas para aplicações comerciais sem fio até uma década atrás (PI; KHAN, 2011). Os potenciais 252 GHz de largura de banda disponível em mm-Wave (PI; KHAN, 2011) encorajou pesquisas para permitir o desenvolvimento de novas arquiteturas de transmissão (WEI et al., 2014; MARCUS; PATTAN, 2005; MA et al., 2018; RAPPAPORT et al., 2017; WELLS, 2009). No entanto, as frequências em mm-Wave sofrem mais intensamente os efeitos da perda no espaço livre, como resultado direto da lei de transmissão de Friis. Além disso, a atenuação causada por gases atmosféricos, poeira e chuva, prejudicam ainda mais as comunicações em mm-Wave (WEI et al., 2014).

Em comunicações móveis celulares, as perdas de propagação são manejadas com o emprego de células menores e pelo aumento do número de estações de transmissão, o que resulta em maior consumo energético do sistema (RAPPAPORT et al., 2013). Dessa forma, o desenvolvimento de uma infraestrutura de telecomunicações confiável e de qualidade para o 5G, 6G e além necessitará de transmissores com alta eficiência energética. As antenas duplo-refletoras vêm se

destacando como alternativa que contribui amplamente com esse objetivo (PENCHEL et al., 2013; PENCHEL et al., 2018). Seu comportamento banda larga, provido pela corneta coaxial funcionando como alimentador, permite que várias operadoras compartilhem o mesmo sistema de radiofrequência, e sua característica omnidirecional e de alto ganho permite potencializar os limites da área de cobertura, levando à redução do número de estações transmissoras.

1.1. BREVE REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

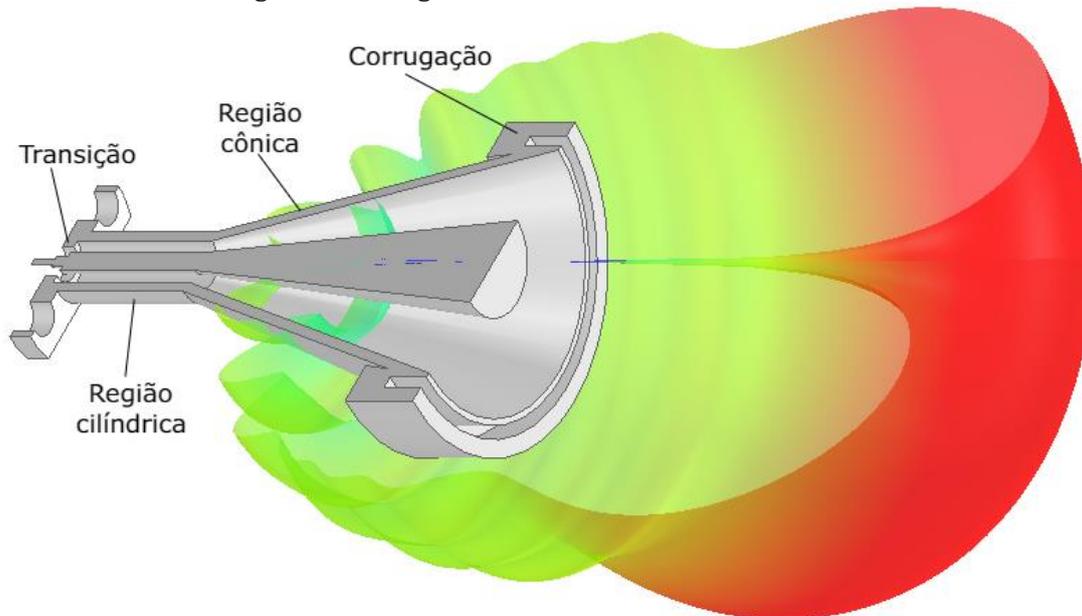
Zang e Bergmann (2014) apresentam um modelo prático completo para a corneta coaxial, que dispõe de uma transição para um conector do tipo N (com frequência de operação até 11 GHz) e uma estrutura dielétrica que atua como suporte para o condutor interno. Esse modelo apresentou uma largura de banda de 30% com um coeficiente de reflexão abaixo de -14 dB. No entanto, a implementação da estrutura dielétrica proposta requer um processo de manufatura complexo, no qual a corneta precisa ser construída em duas partes que são unidas após a inserção do dielétrico.

Um estudo das regiões cônica e cilíndrica da corneta coaxial foi conduzido por Penchel et al. (2019), considerando a operação em frequências entre 25 GHz e 40 GHz. Ao longo de toda a banda considerada, a corneta estudada apresentou coeficiente de reflexão menor que -20 dB. Contudo, o dispositivo apresentado não representa um modelo funcional, pois não dispõe de uma estrutura de suporte para o condutor interno e de um acoplador adequado para um conector padrão. Além disso, o diagrama de radiação desse modelo simplificado apresenta amplas variações ao longo da banda de operação e nulos na direção do sub-refletor, comprometendo a eficiência da antena.

1.2. A CORNETA COAXIAL E SUAS REGIÕES DE INTERESSE

Os modelos da corneta coaxial resultantes desse estudo são constituídos por três regiões de interesse, ilustradas na Figura 5.1: a) uma região de transição, responsável por modificar gradativamente os raios dos condutores e providenciar um modo de acoplamento com conectores padrão; b) uma região cilíndrica, onde é posicionado o suporte dielétrico, e c) uma região cônica que termina na abertura. No plano de abertura, é introduzida uma corrugação para minimizar interferências de lóbulos laterais no diagrama de radiação (ZANG; BERGMANN, 2014).

Figura 5.1 – Regiões de interesse da corneta coaxial



Fonte: Autoria própria.

2. ANÁLISES PARAMÉTRICAS DA ABERTURA, DA REGIÃO CÔNICA E DA CORRUGAÇÃO

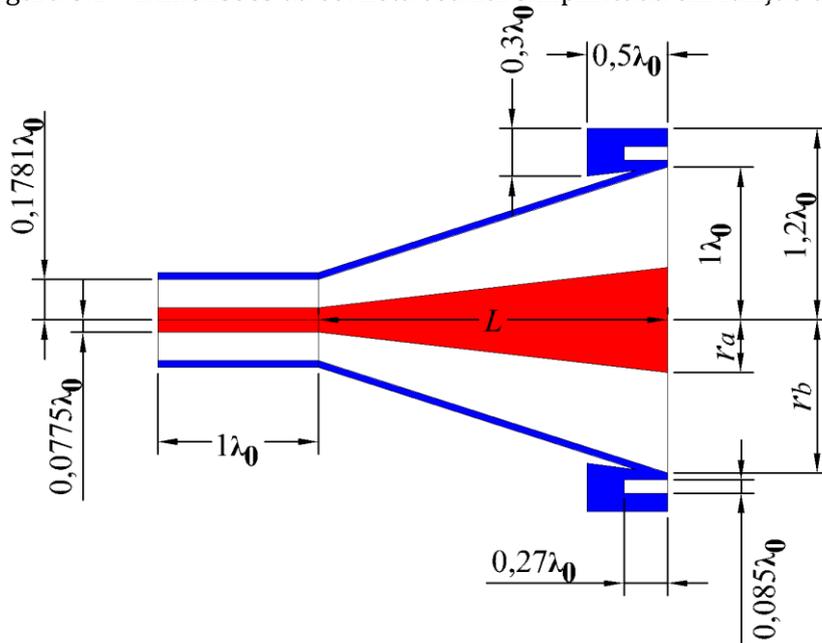
2.1. VALIDAÇÃO DO MODELO CONTROLE

O estudo parte da implementação da geometria e reprodução dos resultados (parâmetros S e diagrama de radiação) apresentados por Penchel et al. (2019). É importante ponderar que são esperadas pequenas diferenças – desprezíveis do ponto de vista prático – entre os resultados, já que serão utilizados métodos numéricos diferentes com diferentes níveis e formas de discretização.

O modelo inicial foi dimensionado em r_a , r_b e L (ver Figura 5.2) de acordo com o apresentado por Penchel et al. (2019) e com o intuito de validá-lo reproduzindo os resultados apresentados pela referência. O comprimento de onda na frequência central de interesse (32,5 GHz) é denotado como λ .

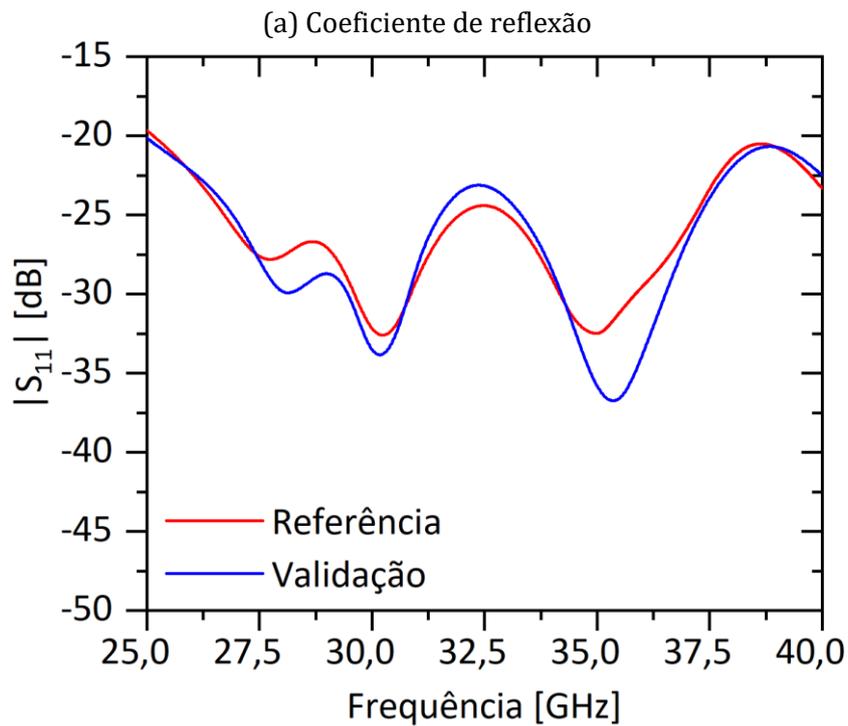
A comparação entre o coeficiente de reflexão do modelo desenvolvido e o resultado de Penchel et al. (2019) está disposta na Figura 5.3-A. Foram comparados também os diagramas de radiação para algumas frequências, como pode ser visto na Figura 5.3-B. Constatou-se que os resultados obtidos com o modelo desenvolvido foram suficientemente próximos dos apresentados na literatura. Os resultados foram obtidos via simulações eletromagnéticas de onda completa, por meio do solver de elementos finitos do programa Ansys HFSS (ANSYS, 2017).

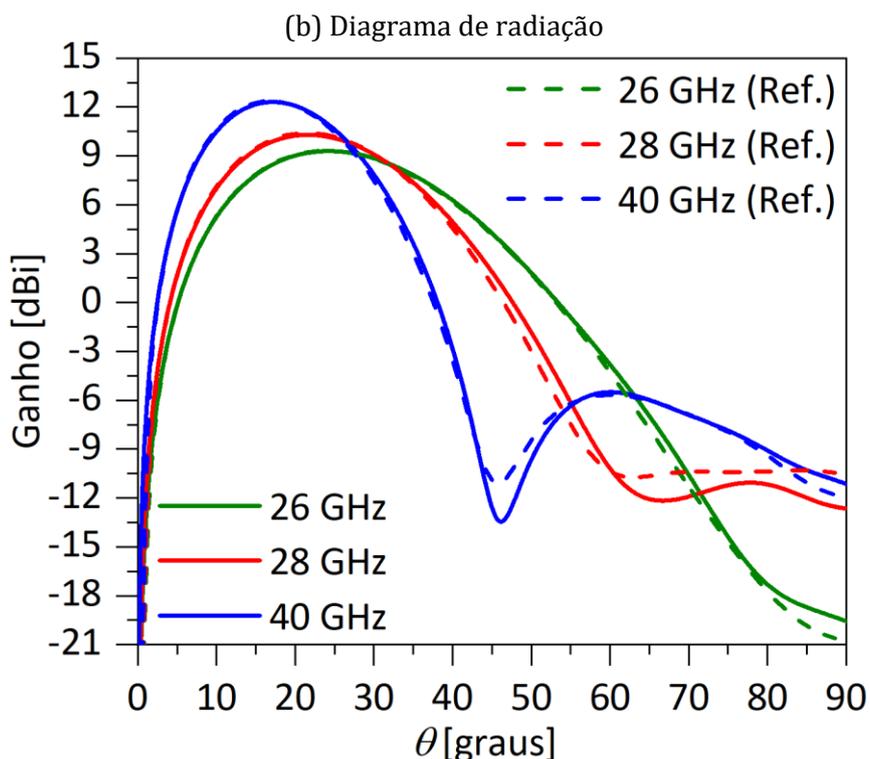
Figura 5.2 – Dimensões da corneta coaxial simplificada em função de λ



Fonte: Autoria própria.

Figura 5.3 – Resultados do processo de validação





2.2. ANÁLISE DA ABERTURA

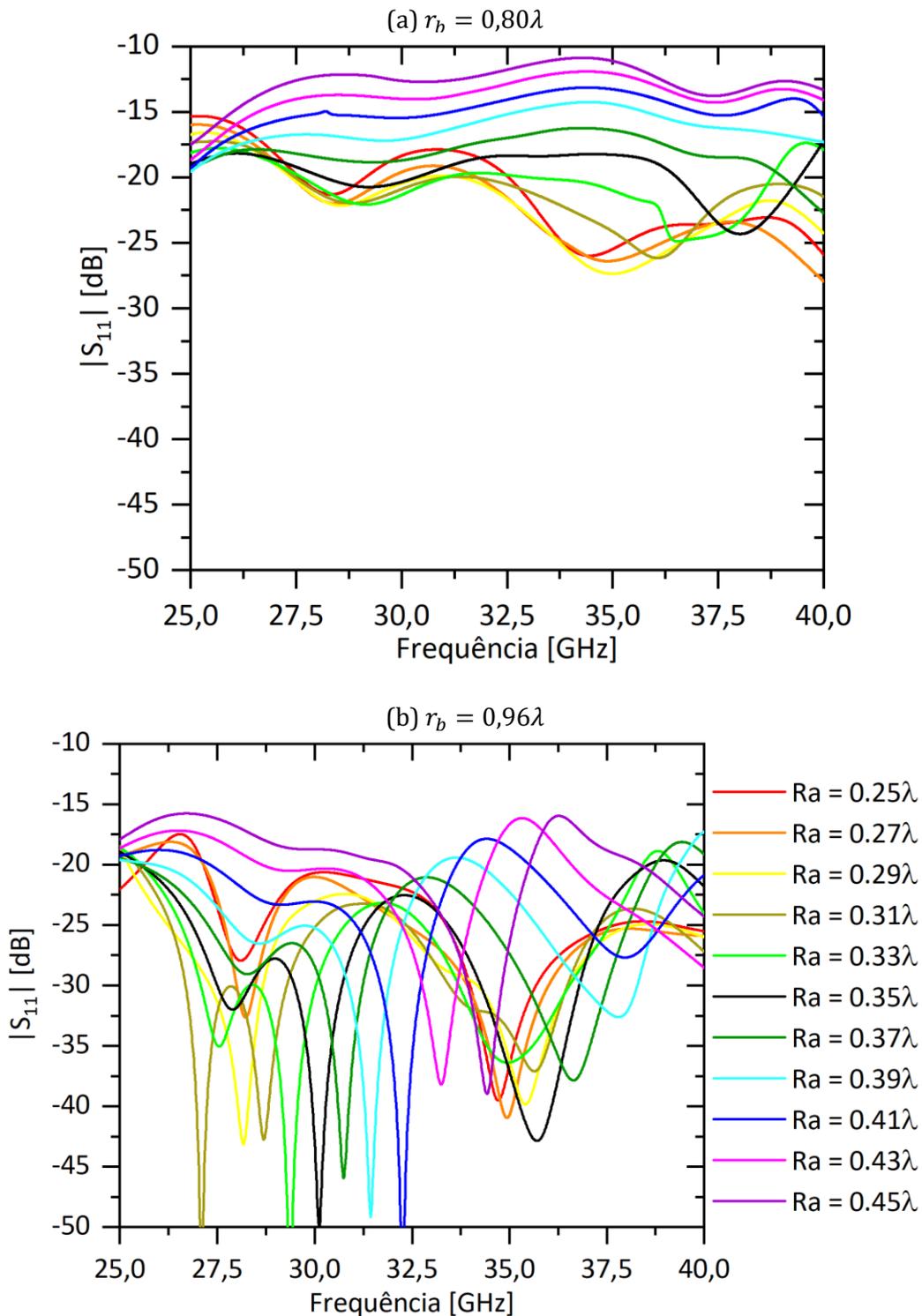
Tomando como modelo inicial a corneta simplificada ilustrada na Figura 5.2, objetivou-se explorar de que maneira os parâmetros relacionados à abertura afetam a performance analisada por meio do coeficiente de reflexão. Desse modo, foi feita uma análise paramétrica considerando as dimensões r_a e r_b . Essa análise foi executada como detalhado a seguir:

- Variou-se o raio do condutor interno na abertura (r_a) de $0,25\lambda$ a $0,45\lambda$ com passo $0,02\lambda$ enquanto o raio da abertura (r_b) manteve-se constante a $0,80\lambda$;
- As mesmas variações de r_a foram analisadas, agora para $r_b = 0,84\lambda$. Continuou-se a analisar todas as variações de r_a para cada valor de r_b com passo de $0,04\lambda$ de distância do valor anterior até que r_b atingisse o valor de $0,96\lambda$;
- Por fim, foi determinada a melhor combinação dos parâmetros r_a e r_b , avaliando o parâmetro $|S_{11}|$ em função da frequência das 11 variações de r_a para cada uma das 5 variações de r_b , considerando toda a banda de operação.

Observando alguns resultados desse processo de análise, organizados na Figura 5.4, é possível notar que o aumento do raio (r_b) leva a uma melhor performance no geral, enquanto que os menores valores de r_a (ou seja, $r_a = 0,25\lambda$ a $r_a = 0,29\lambda$) e também os maiores valores ($r_a = 0,39\lambda$ a $r_a = 0,45\lambda$) favorecem

frequências mais altas (acima de 32,5 GHz). Os valores intermediários de r_a tendem a favorecer as frequências mais baixas. Logo, os valores que produziram o melhor resultado ao longo da maior parte da banda de operação foram $r_a = 0,29\lambda$ e $r_b = 0,96\lambda$.

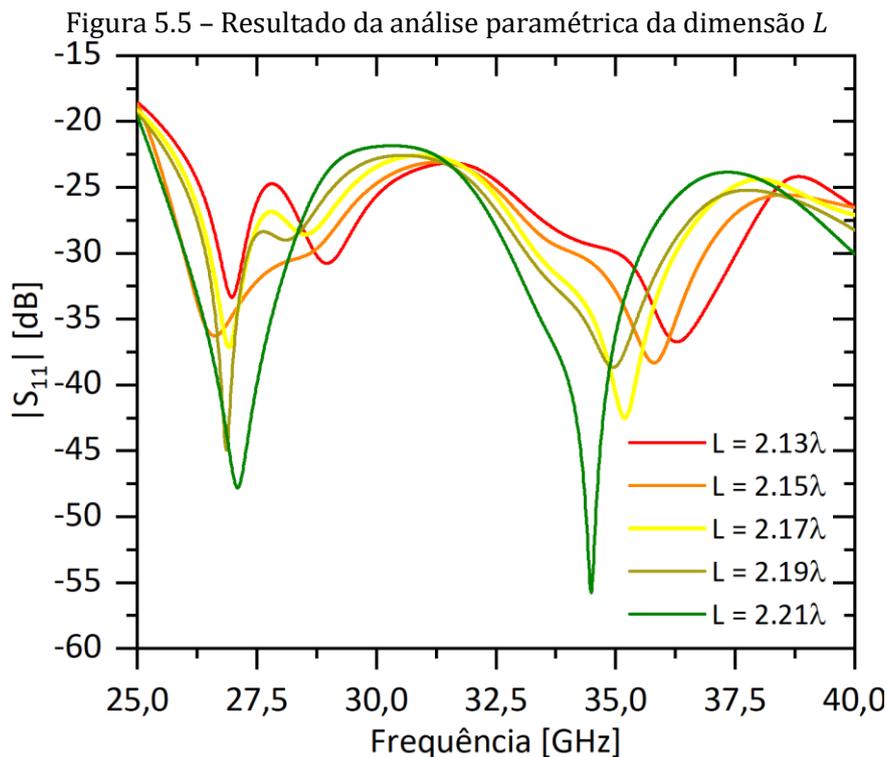
Figura 5.4 – Principais resultados da análise paramétrica dos raios na abertura



Fonte: Autoria própria

2.3. ANÁLISE DA REGIÃO CÔNICA

Na região cônica, o parâmetro de interesse para a análise foi seu comprimento L (ver Figura 5.2). A variação de L resultou em pouca diferença no coeficiente de reflexão, como observado na Figura 5.5. No entanto, nota-se que os máximos da curva referente à $L = 2,15\lambda$ foram os que indicaram o menor coeficiente de reflexão – exceto próximo a 25 GHz, a curva permaneceu abaixo de $-22,5$ dB. Portanto, para $L = 2,15\lambda$ observa-se o melhor desempenho da corneta.



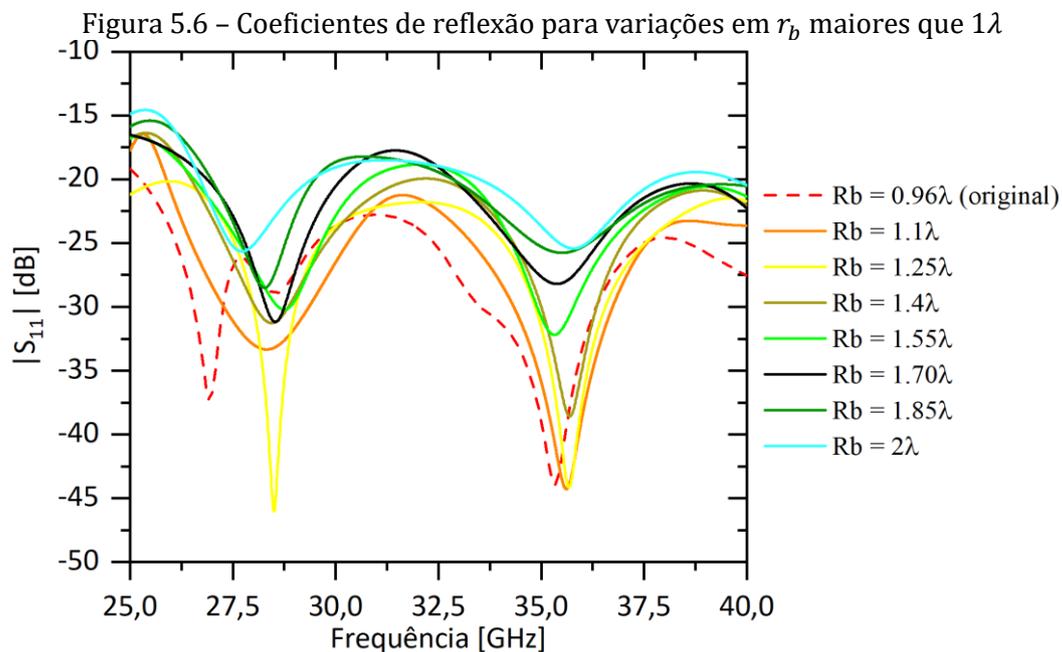
Fonte: Autoria própria.

2.4. OTIMIZAÇÃO DAS DIMENSÕES DA ABERTURA E DA REGIÃO CÔNICA

Doravante, a obtenção de maior uniformidade no diagrama de radiação foi o foco das análises. Partindo do modelo com r_a , r_b e L dimensionados para obter um melhor coeficiente de reflexão, a análise paramétrica seguinte considerou parâmetros relacionados à corrugação, porém constatou-se que a variação nas dimensões da corrugação não afetava de maneira significativa o coeficiente de reflexão, nem apresentava uma melhora quanto à uniformidade do diagrama de radiação, principalmente na região de interesse. Desse modo, foram mantidas as dimensões originais da corrugação, mostradas na Figura 5.2.

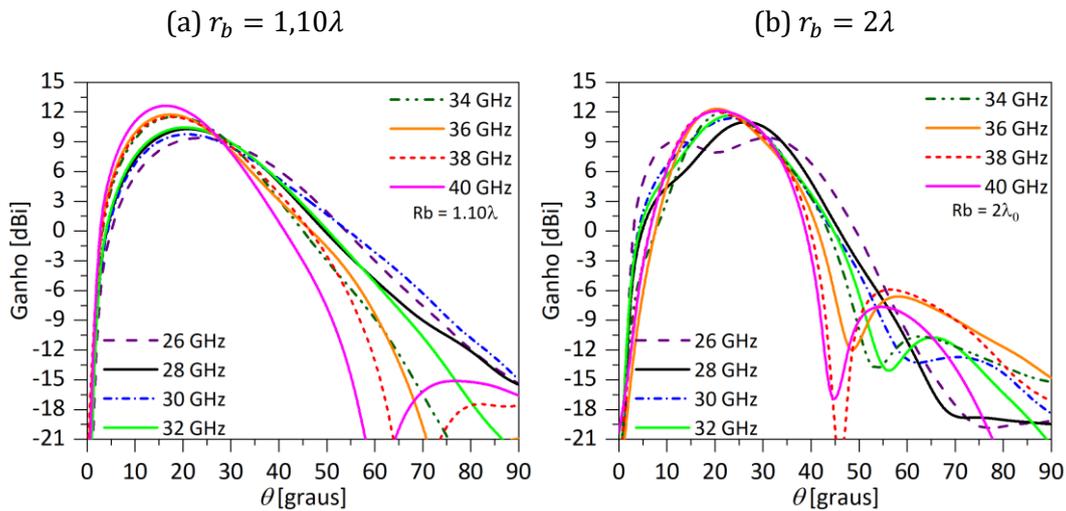
Em seguida, o raio r_b foi reconsiderado em uma nova análise paramétrica que levou em conta valores maiores que 1λ , já que na análise anterior deste parâmetro foi possível concluir que o aumento de r_b leva à um melhor coeficiente de reflexão. Na nova análise, o intervalo de variação de r_b foi de $1,1\lambda$ a 2λ , com um passo de $0,15\lambda$. Dessa vez, além do parâmetro $|S_{11}|$, foram examinados os diagramas de radiação de cada uma das configurações.

Para $r_b > 1\lambda$ foi observado o inverso do que foi constatado na análise anterior (para $r_b < 1\lambda$): o coeficiente de reflexão apresenta piora à medida que r_b aumenta (Figura 5.6). Quanto ao diagrama de radiação (Figura 5.7), conforme o raio do dielétrico aumenta e a abertura torna-se maior, observa-se crescente diretividade que leva à uma maior uniformidade ao longo da banda de operação no intervalo $0^\circ < \theta < 40^\circ$. Em contrapartida, observa-se nulos para $\theta < 50^\circ$ decorrentes desse aumento da diretividade. Além disso, para valores muito altos de r_b ($r_b \geq 1,7\lambda$), é notável a degradação do diagrama de radiação nas frequências mais baixas ($f < 30$ GHz, em que f é a frequência de operação), que resulta em ganhos até 3 dB menores do que os observados nas frequências mais altas.



Fonte: Autoria própria.

Figura 5.7 – Diagramas de radiação obtidos para algumas variações de r_b



Tomando apenas os quatro menores valores de r_b analisados, em razão das observações feitas anteriormente, foi realizada uma nova análise do raio do condutor interno r_a . O novo intervalo de análise foi $0,1\lambda < r_a < 0,5\lambda$, com passo de $0,1\lambda$. Observou-se que todas as variações analisadas resultaram em uma piora na performance da corneta, com exceção de $r_a = 0,3\lambda$, que é um valor muito próximo ao valor original ($r_a = 0,29\lambda$). Além disso, não foi possível identificar uma relação clara entre a variação do raio do condutor interno e seus efeitos no diagrama de radiação.

Dentre os resultados obtidos nessa segunda análise de r_a e r_b , constatou-se que mantendo $r_a = 0,29\lambda$ e aumentando r_b para $1,25\lambda$, ainda que existam nulos no diagrama de radiação próximo de $\theta = 55^\circ$ (veja a Figura 5.7), é obtida uma pequena melhora em relação à estabilidade do diagrama de radiação ao longo da banda de operação. Dessa forma, $r_a = 0,29\lambda$ e $r_b = 1,25\lambda$ foram os valores utilizados na etapa seguinte.

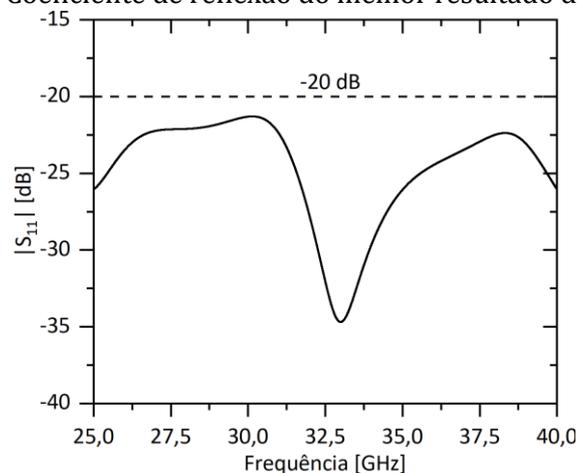
Como não foi possível identificar com clareza o efeito provocado pela variação de r_a e r_b no diagrama de radiação através de análises paramétricas, foi empregado o algoritmo genético disponível no HFSS com suas configurações padrão, que garantem grande variabilidade dos parâmetros utilizados (ANSYS, 2017). À vista disso, a otimização por algoritmo genético serviu como uma ferramenta para explorar de modo mais abrangente diversas combinações das variáveis consideradas.

Os parâmetros da corneta utilizados como variáveis na otimização foram os raios do condutor interno e externo e o comprimento da região cônica. Para cada um desses parâmetros foi permitida uma variação de $\pm 50\%$ de seu valor original. Os objetivos passados ao algoritmo foram:

- Desvio padrão do ganho entre as frequências analisadas menor que 1 dB, no intervalo $0,5^\circ < \theta < 45^\circ$;
- Desvio padrão do ganho entre as frequências analisadas menor que 2 dB, no intervalo $45^\circ < \theta < 55^\circ$;
- Coeficiente de reflexão menor que -20 dB, no intervalo 26 GHz a 40 GHz

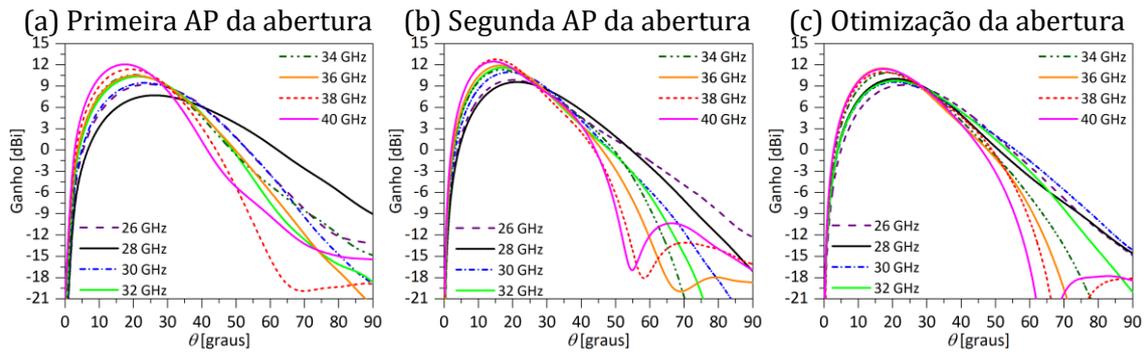
Foi possível simular 230 iterações. Nenhuma delas cumpriu simultaneamente os três objetivos definidos, contudo, foram obtidos resultados plausíveis, que satisfazem em grande parte os requisitos propostos no início do projeto. Pode ser constatado na Figura 5.8, que o coeficiente de reflexão do melhor resultado da otimização manteve-se abaixo de -20 dB ao longo de toda faixa de frequências analisada, como pretendido. A Figura 5.9, compara três diagramas de radiação de diferentes versões da corneta coaxial: logo após a primeira análise paramétrica (AP) da abertura (Figura 5.9-A), após a segunda análise paramétrica que considerou os raios r_a e r_b (Figura 5.9-B) e após a otimização por algoritmo genético (Figura 5.9-C). Observa-se que o resultado proveniente da otimização não apresenta nulos na região de interesse ($\theta < 55^\circ$), como desejado. Ademais, a estabilidade do diagrama de radiação demonstra melhora significativa, se comparado com os outros dois resultados apresentados na Figura 5.9. Geraram esse resultado os valores $r_a = 9,957$ mm, $r_b = 12,15$ mm, e $L = 20,249$ mm.

Figura 5.8 – Coeficiente de reflexão do melhor resultado da otimização



Fonte: Autoria própria.

Figura 5.9 – Diagramas de radiação resultantes das análises paramétricas e da otimização



Fonte: Autoria própria.

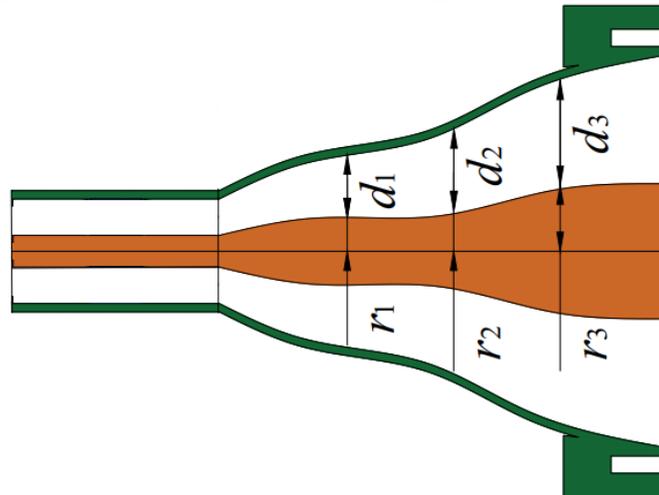
3. CORNETA COAXIAL MODELADA POR SPLINES

Tendo explorado amplamente as dimensões da abertura, a próxima região da corneta a ser analisada mais detalhadamente é a região cônica. Já tendo considerado o comprimento dessa região em análises anteriores, agora, a região cônica foi modelada com uma *spline* cúbica com cinco pontos de controle. Espera-se que um grau de liberdade a mais proporcione melhores resultados.

Para desenvolver este novo modelo da corneta, ilustrado na Figura 5.10, foram utilizados os resultados da otimização da abertura e a *spline* foi parametrizada da seguinte forma:

- Os cinco pontos de articulação estão igualmente distribuídos ao longo do comprimento da região cônica;
- Os primeiros e últimos pontos de articulação serão fixos nas dimensões determinadas para os raios da abertura e da região cilíndrica;
- Para os três pontos de articulação que restaram no condutor interno, foram atribuídos parâmetros r_1 , r_2 e r_3 , cujos valores correspondem à distância radial entre o ponto e o eixo de simetria da corneta;
- Os pontos de articulação restantes no condutor externo foram representados pelas suas distâncias até o condutor interno, e suas posições (distâncias até o centro) são dadas por $r_i + d_i$, para $i = 1, 2, 3$.

Figura 5.10 – Corneta coaxial com região cônica modelada



Fonte: Autoria própria.

Inicialmente, os valores dos parâmetros r_i e d_i foram atribuídos de modo a não modificarem o design da corneta, para que os resultados ($|S_{11}|$ e diagrama de radiação) fossem comparados com o modelo sem *splines*, validando o novo modelo.

3.1. OTIMIZAÇÃO DAS DIMENSÕES DA REGIÃO CÔNICA MODELADA

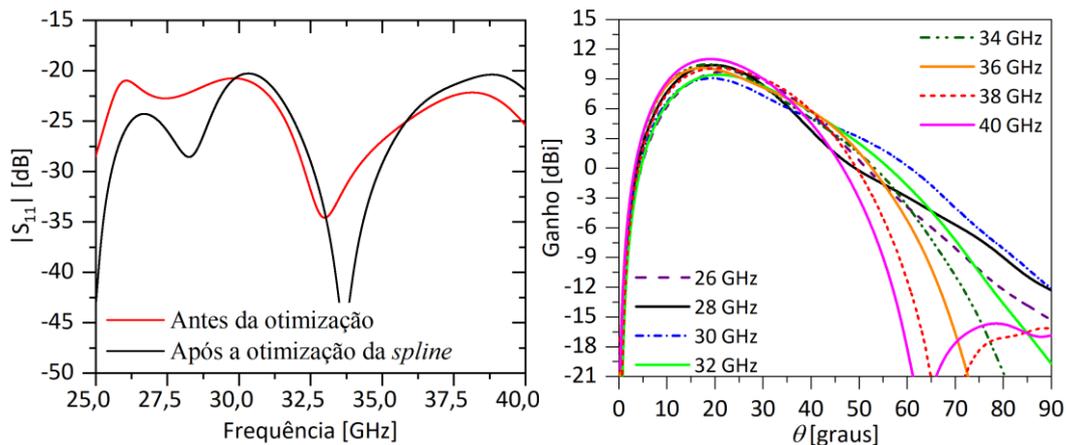
Ao invés de iniciar com o estudo de como as variáveis atribuídas à região cônica afetam o parâmetro S e o diagrama de radiação, optou-se por empregar novamente o algoritmo genético como meio de explorar de forma mais abrangente os resultados produzidos pelas diversas combinações das variáveis relacionadas às *splines*.

Foi permitido que os valores dos parâmetros r_i e d_i variassem dentro de um intervalo de $\pm 50\%$ de seus valores iniciais e os objetivos definidos no algoritmo foram:

- $|S_{11}| \leq -20\text{dB}$ para o intervalo $26\text{ GHz} \leq f \leq 40\text{ GHz}$
- Desvio padrão do ganho entre as frequências analisadas menor que 0,5 dB para o intervalo $5^\circ \leq \theta \leq 40^\circ$

Foram analisadas 280 iterações, porém nenhuma gerou um resultado que satisfizesse os dois objetivos simultaneamente. Ainda assim, foi possível obter uma melhora no coeficiente de reflexão em frequências abaixo de 30 GHz (Figura 5.11-A) e um diagrama de radiação mais estável, principalmente no intervalo $0^\circ < \theta < 40^\circ$ (Figura 5.11-B).

Figura 5.11 – Resultados da otimização do modelo com splines
(a) Coeficiente de reflexão (b) Diagrama de radiação



Fonte: Autoria própria.

4. DESIGN DE ESTRUTURAS DE CASAMENTO DIELÉTRICAS COM DIÂMETRO CONSTANTE

Para que seja possível a construção de um protótipo da corneta coaxial é necessário desenvolver um suporte mecânico a fim de manter o condutor interno em sua posição ideal. Uma estrutura similar foi empregada no desenvolvimento da corneta coaxial apresentada por Zang e Bergmann (2014). No entanto, para um bom casamento de impedâncias, os raios do condutor interno e do dielétrico na região de transição proposta foram alterados de tal forma que a geometria do dispositivo se tornou complexa para construção.

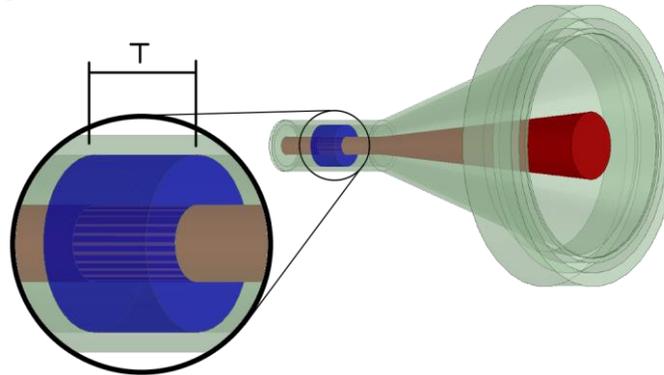
Com o intuito de facilitar o processo de manufatura de um protótipo, foram exploradas diferentes estruturas de casamento dielétricas que atuam como suporte ao condutor interno. Nas simulações, o dielétrico utilizado foi Teflon (com a permissividade elétrica relativa $\epsilon_r = 2,1$). O modelo da corneta utilizado como controle nessa etapa do projeto é aquele resultante das primeiras análises paramétricas realizadas na abertura e na região cônica.

4.1. ESTRUTURA COM DIÂMETRO CONSTANTE

Inicialmente, considerou-se a geometria da estrutura de suporte empregada por Zang e Bergmann (2014), na qual um suporte de Teflon é posicionado na região cilíndrica da corneta coaxial, mas sem a alteração dos valores dos raios nesta região, como ilustrado na Figura 5.12. O comprimento deste suporte foi definido, a princípio, como um quarto do comprimento de onda. Logo em seguida, analisou-se o efeito

dessa dimensão no coeficiente de reflexão pela simulação de oito variações igualmente espaçadas dentro do intervalo de 2 mm a 3,5 mm.

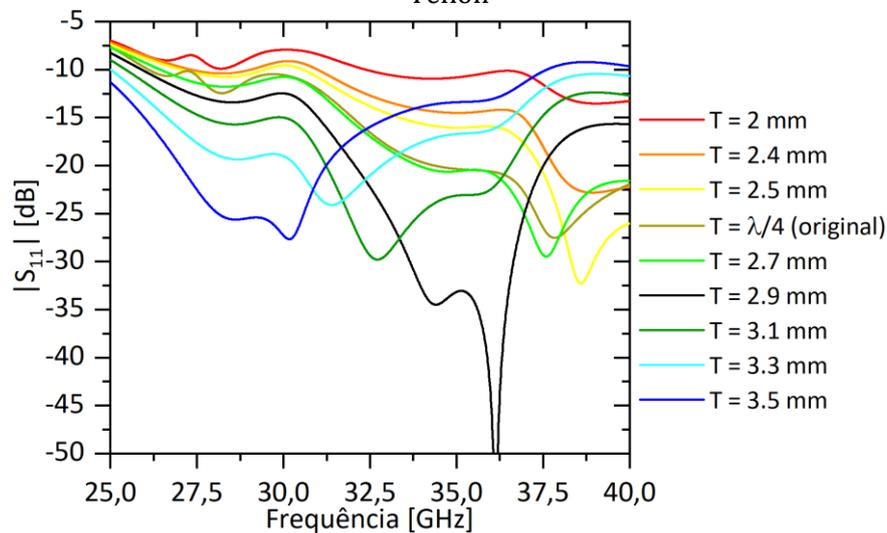
Figura 5.12 – Estrutura de Teflon com diâmetro constante



Fonte: Autoria própria.

Os resultados dessa análise, dispostos na Figura 5.13, indicam que o aumento no comprimento do suporte em Teflon leva a menores coeficientes de reflexão em frequências mais baixas, ao passo que, nas frequências mais altas, são obtidos melhores resultados com a diminuição do comprimento do suporte.

Figura 5.13 – Coeficiente de reflexão para variações no comprimento da estrutura em Teflon



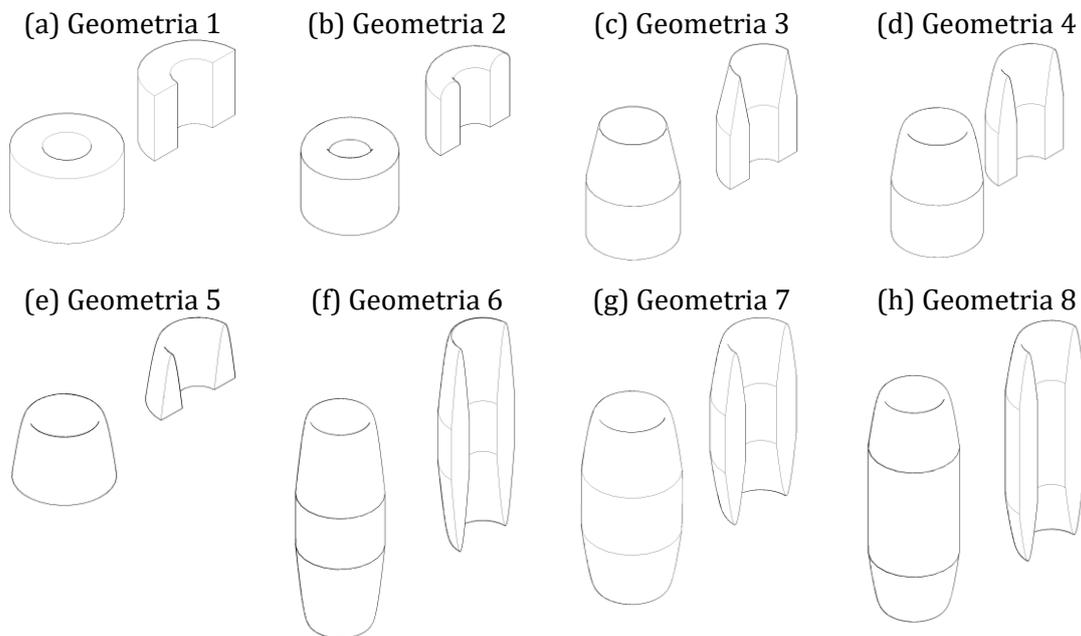
Fonte: Autoria própria.

No geral, houve piora no coeficiente de reflexão com a inserção da estrutura se comparado com os resultados sem o suporte. Além disso, nenhuma das variações analisadas apresentou resultados que atendessem ao requisito proposto no início do projeto, $|S_{11}| < -20 \text{ dB}$.

4.2. ESTRUTURAS COM DIÂMETRO VARIÁVEL

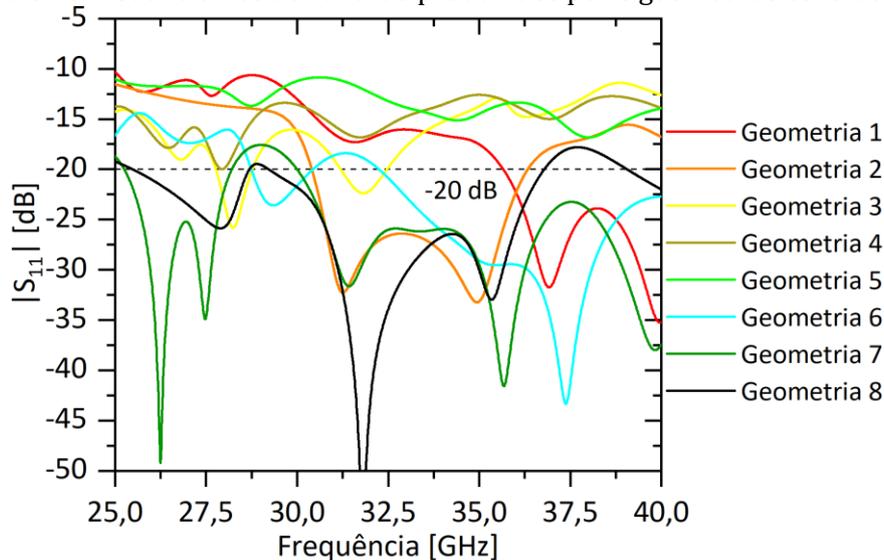
Com o intuito de minimizar a reflexão de energia causada pelo suporte avaliado anteriormente, buscou-se suavizar a transição entre ar e Teflon nos extremos do suporte. Para isso, foram propostas as 8 geometrias de suportes ilustradas na Figura 5.14, que resultaram nos coeficientes de reflexão apresentados na Figura 5.15.

Figura 5.14 – Geometrias de Teflon consideradas



Fonte: Autoria própria.

Figura 5.15 – Coeficientes de reflexão produzidos pelas geometrias consideradas



Fonte: Autoria própria.

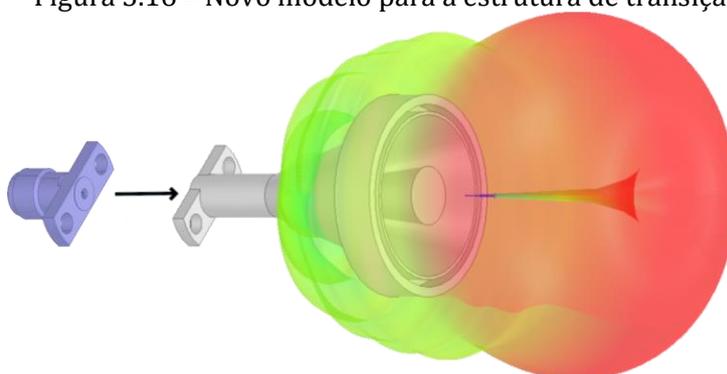
Constatou-se que a geometria 8 foi a que permite a melhor performance da corneta, resultando no melhor coeficiente de reflexão ao longo do intervalo de frequências de interesse. Embora a implementação do suporte modelado como a geometria 8 levou a uma piora na performance (se comparado ao cenário análogo sem o emprego do suporte), na maior parte da faixa de frequências analisada foi possível satisfazer o objetivo $|S_{11}| \leq -20\text{dB}$.

5. DESIGN DA REGIÃO DE TRANSIÇÃO ENTRE A CORNETA E UM CONECTOR K

A região de transição tem a função de modificar gradualmente as dimensões da corneta fazendo com que esta seja compatível com conectores K de 2,92 mm (com frequência de operação até 40 GHz). Objetiva-se também implementar a região de transição de modo a facilitar a fabricação da corneta por manufatura aditiva ou torneamento por controle numérico computadorizado (CNC).

Diferente do modelo apresentado por Zang e Bergmann (2014), no novo modelo proposto neste trabalho para a região de transição, ilustrado na Figura 5.16, o conector não faz parte da estrutura da corneta, mas é acoplado a ela posteriormente. Desse modo, a antena pode ser facilmente acoplada a um conector do tipo K padrão disponível comercialmente.

Figura 5.16 – Novo modelo para a estrutura de transição



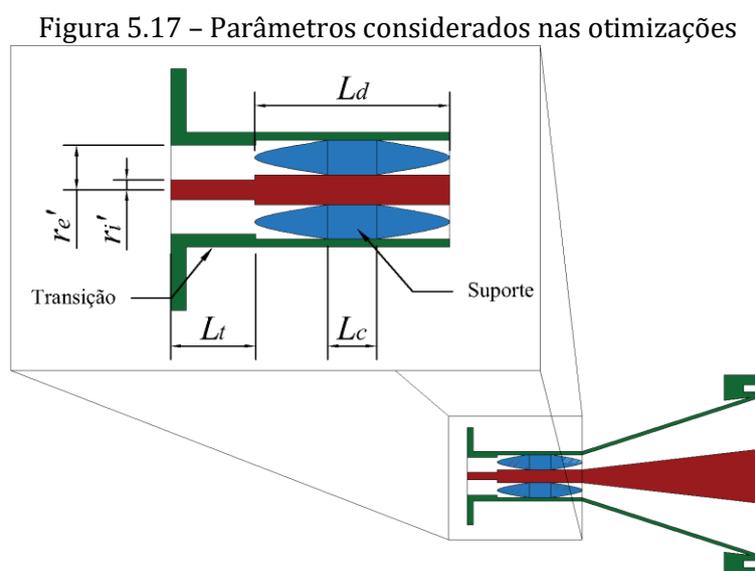
Fonte: Autoria própria.

Pretende-se incorporar a nova região de transição e a estrutura de casamento definida na seção anterior tanto na corneta otimizada ao longo do desenvolvimento desse estudo, quanto na corneta simplificada apresentada por Penchel et al. (2019), visando caracterizar e validar ambos os modelos. Desse modo, a transição precisa ser otimizada e adequada aos dois modelos.

Em ambos os casos, o processo de otimização foi o seguinte:

- Etapa 1: utilizou-se o algoritmo genético do HFSS, permitindo uma variação de $\pm 50\%$ do valor inicial para cada parâmetro considerado.
- Etapa 2: observando que os parâmetros que levam aos melhores resultados possuíam valores próximos entre iterações, considerou-se um novo intervalo de otimização que permite variações de $\pm 10\%$, centrado nos valores que resultaram no melhor coeficiente de reflexão.
- Etapa 3: esta etapa tem início quando há um número significativo de iterações simuladas na etapa anterior que obtêm valores para a função custo do modelo de otimização muito próximos de zero. A função custo de cada iteração é constituída pela diferença entre o resultado obtido e o objetivo definido. Então, nessa etapa, foi realizada uma análise paramétrica para cada parâmetro considerado na otimização, simulando algumas variações distantes em até $\pm 5\%$ dos valores que levaram ao melhor resultado. Desse modo, foi possível encontrar soluções aprimoradas, analisando apenas valores mais relevantes e poupando recursos computacionais.

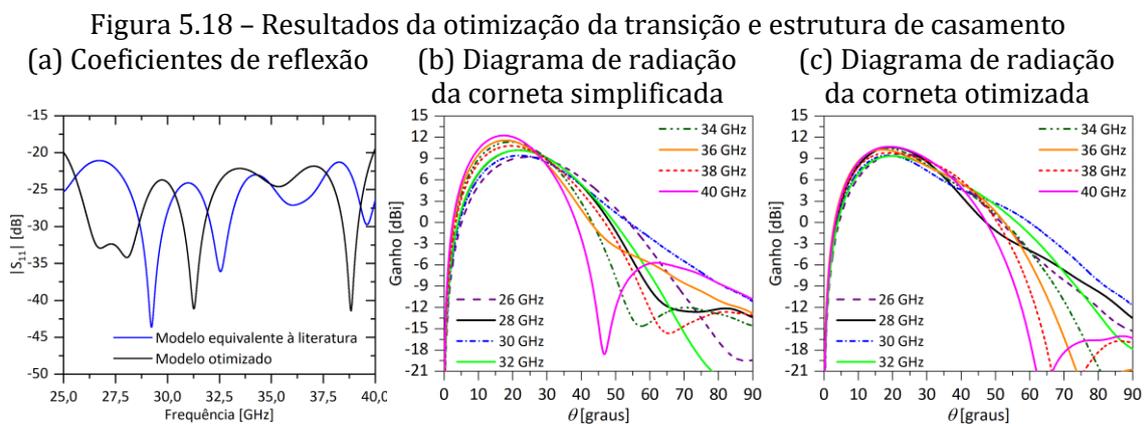
Em todas as configurações de otimização o objetivo definido foi $|S_{11}| \leq -20\text{dB}$ para $26\text{ GHz} < f < 40\text{ GHz}$. Tanto para a corneta otimizada quanto para a simplificada, os parâmetros considerados foram aqueles ilustrados na Figura 5.17: o comprimento da região de transição (L_t), os raios dos condutores interno e externo associados com a transição (r_i' e r_e'), o comprimento da seção cilíndrica do suporte dielétrico (L_c) e o comprimento total desse suporte (L_d).



Fonte: Autoria própria.

Para o modelo com dimensões equivalentes às da literatura (ZANG; BERGMANN, 2014; Penchel et al., 2019), foram analisadas 745 e 750 iterações, respectivamente na primeira e segunda etapa da otimização. O menor valor da função custo obtido na primeira etapa foi ligeiramente maior que a unidade e na segunda etapa da ordem de 0,01 e, portanto, nenhuma das iterações analisadas cumpriu integralmente o objetivo definido. Uma pequena melhora foi obtida na terceira etapa com a análise paramétrica, suficiente para manter o coeficiente de reflexão abaixo de -20 dB e atingir o objetivo esperado, como evidenciado na Figura 5.18-A (em azul).

Para o modelo projetado – cujos valores iniciais dos parâmetros já foram otimizados ao longo deste trabalho – com 450 iterações foi possível obter um valor da função custo da ordem de 10^{-2} na primeira etapa. Refinando o intervalo de otimização na segunda etapa, foi possível atingir um valor da função custo da ordem de 10^{-4} , simulando 250 iterações. Esse resultado foi aprimorado através da análise paramétrica na terceira etapa, alcançando o objetivo definido (Figura 5.18-A, em preto).



Ambos os modelos apresentaram performance semelhante em relação ao coeficiente de reflexão, como evidenciado pela Figura 5.18-A, resultado da otimização da transição e do suporte dielétrico. Já o diagrama de radiação do modelo otimizado (Figura 5.18-C) apresenta maior uniformidade ao longo da banda K_a (26 GHz – 40 GHz), se comparado com o modelo da literatura (Figura 5.18-B) (ZANG; BERGMANN, 2014; Penchel et al., 2019), além de não apresentar nulos em $\theta < 60^\circ$.

6. CONCLUSÕES E CONSIDERAÇÕES FINAIS

Um amplo estudo do comportamento eletromagnético de uma corneta coaxial TEM foi apresentado e otimizações nas regiões de interesse da corneta foram desenvolvidas para aprimorar soluções já conhecidas na literatura, para estruturas de casamento e acoplamento com conectores padrão. As análises numéricas conduzidas resultaram em um modelo factível que possibilita validar os resultados obtidos na literatura para a corneta simplificada, e em um modelo otimizado, que apresenta coeficiente de reflexão menor que -20 dB ao longo de uma banda de 45% (25 GHz a 40 GHz) e diagrama de radiação uniforme ao longo da banda de operação. Essas duas características alcançadas possibilitam uma maior eficiência da antena duplo-refletora, para a qual a corneta funciona como alimentador.

AGRADECIMENTOS

Este projeto teve o apoio da Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo (FAPESP), pelo processo nº 2019/20209-8.

DECLARAÇÃO DE RESPONSABILIDADE

As opiniões, hipóteses e conclusões ou recomendações expressas neste material são de responsabilidade do(s) autor(es) e não necessariamente refletem a visão da FAPESP.

REFERÊNCIAS

ANSYS. HFSS Online Help. [S.l.], 2017. 3604 p.

CHOUDHURY, D. 5G wireless and millimeter wave technology evolution: An overview. In: 2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–4. ISSN: 0149-645X.

MA, J. et al. Invited Article: Channel performance for indoor and outdoor terahertz wireless links. *APL Photonics* 3, 051601, 2018.

MARCUS, M.; PATTAN, B. Millimeter wave propagation: spectrum management implications. *IEEE Microwave Magazine*, v. 6, n. 2, p. 54–62, jun. 2005. ISSN 1557-9581.

- PENCHEL, R. A. et al. Main-Reflector Shaping of Omnidirectional Dual Reflectors Using Local Conic Sections,' in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 61, no. 8, pp. 4379-4383, aug. , 2013.
- PENCHEL, R. A. et al. Design of Wideband Omnidirectional Dual-Reflector Antennas in Millimeter Waves. IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., v. 18, n. 5, p. 906–910, maio, 2019 ISSN 1548-5757.
- PENCHEL, R. A. et al. GO Shaping of Omnidirectional Dual-Reflector Antennas with Arbitrary Main-Beam Direction in Elevation Plane by Connecting Conic Sections, International Journal of Antennas and Propagation, vol. 2018, Article ID 1409716, 9 pages, 2018.
- PI, Z.; KHAN, F. An introduction to millimeter-wave mobile broadband systems. IEEE Communications Magazine, v. 49, n. 6, p. 101–107, jun. 2011. ISSN 1558-1896.
- RAPPAPORT, T. S. et al. Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work! IEEE Access, v. 1, p. 335–349, 2013. ISSN 2169-3536.
- RAPPAPORT, T. S. et al. Wireless Communications and Applications Above 100 GHz: Opportunities and Challenges for 6G and Beyond. IEEE Access, v. 7, p. 78729–78757, 2019. ISSN 2169-3536.
- RAPPAPORT, T. S. et al. Overview of Millimeter Wave Communications for Fifth-Generation (5G) Wireless Networks—With a Focus on Propagation Models. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, v. 65, n. 12, p. 6213–6230, dez. 2017. ISSN 1558-2221.
- WEI, L. et al. Key elements to enable millimeter wave communications for 5G wireless systems. IEEE Wireless Communications, v. 21, n. 6, p. 136–143, dez. 2014. ISSN 1558-0687.
- WELLS, J. Faster than fiber: The future of multi-G/s wireless. IEEE Microwave Magazine, v. 10, n. 3, p. 104–112, maio 2009. ISSN 1557-9581.
- XING, Y.; RAPPAPORT, T. S. Terahertz Wireless Communications: Co-sharing for Terrestrial and Satellite Systems above 100 GHz. IEEE Communications Letters, p. 1–1, 2021. ISSN 1558-2558.
- ZANG, S. R.; BERGMANN, J. R. Analysis of Omnidirectional Dual-Reflector Antenna and Feeding Horn Using Method of Moments. IEEE Trans. Antennas Propag., v. 62, n. 3, p. 1534–1538, mar. 2014. ISSN 1558-2221.

CAPÍTULO VI

DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA DE PILOTO AUTOMÁTICO PARA UM VANT DE PEQUENA ESCALA

DEVELOPMENT OF AN AUTOPILOT SYSTEM FOR A SMALL UAV

DOI: [10.51859/amplla.tac372.1122-6](https://doi.org/10.51859/amplla.tac372.1122-6)

João Pedro Spadão ¹
Wilian Miranda dos Santos ²

¹ Graduado em Engenharia Aeronáutica pela Universidade Estadual Paulista (Unesp), Faculdade de Engenharia, São João da Boa Vista.

² Professor Assistente Doutor da Universidade Estadual Paulista (Unesp), Faculdade de Engenharia, São João da Boa Vista.

RESUMO

Veículos aéreos não tripulados (VANTs) têm revolucionado o setor da aviação. Atualmente, é possível alcançar alto nível de confiabilidade e produtividade, aliados à aeronaves cada vez mais versáteis. O desenvolvimento de um VANT é composto por várias etapas não triviais. Dentre elas destacam-se a modelagem dinâmica da aeronave e o projeto de um sistema de controle capaz de realizar o voo automático em segurança. No presente trabalho colocou-se foco na modelagem matemática de uma aeronave asa fixa de pequena escala, no desenvolvimento de um sistema de controle automático de voo, e de um ambiente de simulação que permitisse a interconexão e a avaliação dinâmica do projeto. Por meio de análises computacionais e, com o auxílio de desenhos 3D em CAD (*Computer Aided Design*), foi possível obter os dados essenciais da aeronave como momento de inércia, coeficientes de aerodinâmicos e derivadas de estabilidade e controle. Utilizando os softwares MATLAB e Simulink foi desenvolvido o ambiente de simulação e, na mesma plataforma, por meio do método SLC (*Successive Loop Closure*), propuseram-se as leis de controle e o sistema de piloto automático. Como resultado obteve-se, um ambiente de simulação que permitiu análises visuais do comportamento do voo, e um sistema de controle capaz de manter o voo automático em atmosfera instável, mediante entradas como velocidade, altitude e curso desejadas. Ao final, foi possível adquirir uma visão mais ampla do complexo funcionamento dessas importantes máquinas voadoras.

Palavras-chave: VANT. Modelagem. Simulação. Automação.

ABSTRACT

Unmanned aerial vehicles (UAVs) have been revolutionizing the aviation. Nowadays, it is possible to achieve a high level of reliability and productivity, allied to incredibly versatile aircrafts. The development of a UAV consists of several non-trivial steps. Among them, it can be cited the dynamic modeling of the aircraft and the design of a control system capable of performing a safe automatic flight. The present work took focus on the mathematical modeling of a fixed-wing small scale aircraft, on the development of an automatic flight control system, and on a simulation environment that allowed the interconnection and the dynamic evaluation of the project. Through computational analysis and, with the help of 3D drawings in CAD (*Computer Aided Design*), it was possible to obtain the essential data of the aircraft such as moment of inertia, aerodynamic coefficients, and stability-control derivatives. Using MATLAB and Simulink software it was possible to develop the simulation environment and, on the same platform, through the SLC method (*Successive Loop Closure*), the control laws and the autopilot system were proposed. As a result, it was obtained a simulation environment that allowed visual analysis of flight behavior, and a control system capable of maintaining safe automatic flight in unstable atmosphere, through inputs such as desired speed, altitude, and heading. In the end, it was possible to acquire a broader view of the complex functioning of these important flying machines.

Keywords: UAV. Modelling. Automatic control. Simulation.

1. INTRODUÇÃO

A conquista do voo proporcionou ao ser humano a capacidade de realizar atividades antes impossíveis de serem feitas em solo. Monitorar dos céus uma vasta área de terras, pulverizar grandes quantidades de plantações em um curto intervalo de tempo, ou uma simples captura de foto em locais inóspitos, como a boca de um vulcão em erupção, por exemplo.

Com o avanço da robótica, foi possível adentrar na era do voo automático e autônomo, dando origem a máquinas capazes de alçarem um voo seguro e sem o comando direto de um tripulante humano. De início, qualquer veículo aéreo que não carregava um piloto era chamado de VANT (FAHLSTROM; GLEASON, 2012). Já, atualmente, há várias classes e maneiras de defini-los. Os VANTs vieram para ficar e estão abrangendo cada vez mais áreas de atuação ao redor do mundo. Os desafios globais têm demonstrado que há uma enorme área de atuação dessas aeronaves, desde o âmbito civil (georreferenciamento, poluição, previsão tempo, estudo de furacões, combate a incêndios, combate ao desmatamento, pulverizações, etc), até o âmbito militar (guerra eletrônica, monitoramento de fronteiras e áreas de conflito, combate ao tráfico, ataques ao solo, reabastecimento aéreo, etc) (BEARD; MCLAIN, 2012).

Procurou-se nesse trabalho abranger algumas etapas de desenvolvimento de um VANT e seu sistema de controle automático (*autopilot*). Para tal, partiu-se da modelagem de uma aeronave asa fixa remotamente pilotada de pequeno porte e, ao final, o trabalho foi concluído com o desenvolvimento de um sistema de controle de voo. Por meio de ferramentas de *computer aided design* (CAD) foi possível representar o formato e a aparência da aeronave em computador, e portanto, obter parâmetros físicos importantes, como os momentos e produtos de inércia. Através de softwares de análise aerodinâmica foi possível obter os principais parâmetros influentes ao voo e com eles realizar a modelagem matemática da aeronave por meio das equações físicas do movimento de um corpo rígido no espaço tridimensional, adicionadas das influências aerodinâmicas. Por fim, para que fosse possível testar o comportamento da aeronave em voo e do seu controle de voo, foi desenvolvido um ambiente de simulação tridimensional, o qual permitiu a visualização gráfica do voo e assim, a validação de todo o trabalho.

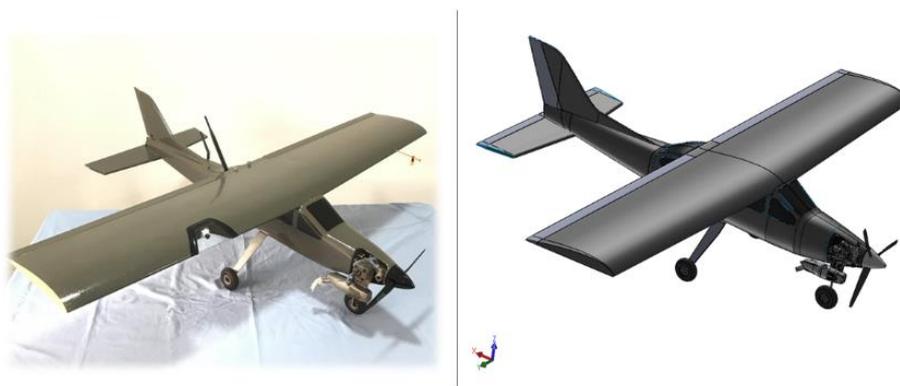
2. METODOLOGIA

A sequência de desenvolvimento parte da proposta do modelo analítico da aeronave, onde são apresentadas as suas principais características físicas, assim como discutidos os métodos utilizados para realizar sua modelagem e incorporação das influências aerodinâmicas. Posteriormente são abordadas as estratégias que compõe o sistema de *autopilot* e, por último, é abordado o desenvolvimento do ambiente de simulação.

2.1. MODELO ANALÍTICO

A aeronave em questão chama-se Albatroz e é ilustrada na Figura 6.1. Trata-se de um aeromodelo radio controlado originalmente produzido para a prática do aeromodelismo e posteriormente modificado para receber sensores de voo embarcados. Por meio de fotos e medições reais na aeronave, foi possível reproduzi-la em computador por meio do software Solidworks e obter parâmetros importantes como distribuição de massa e a matriz de inércia.

Figura 6.1 – Albatroz real (à esquerda) e em ambiente de CAD (à direita).



Fonte: Autoria própria.

Utilizando os softwares de análise aerodinâmica Xflr5 e AVL com os métodos LLT e VLM, explanados em Houghton e Carpenter (2001), foi possível estimar os principais coeficientes utilizados na dinâmica de voo da aeronave. A partir desses dados e, utilizando como base a modelagem newtoniana, foram obtidas as equações que regem o movimento tridimensional da aeronave. Elas são divididas em dois grupos. O primeiro compõe a cinemática e dinâmica de voo, e o segundo corresponde às reações externas influentes, oriundas do sistema propulsor, gravidade e perturbações aerodinâmicas.

Para simular o comportamento aerodinâmico real, por meio de equações matemáticas foi possível obter curvas que se assemelhavam ao comportamento real das curvas dos coeficientes aerodinâmicos principais da aeronave. Para o coeficiente de sustentação C_L , por exemplo, foi utilizada a fusão, proposta por Beard e Mclain (2012), de uma equação linear com a equação do C_L de uma placa plana, definida por Stengel (2015), resultando em uma curva genérica de C_L , conforme Equação (1).

$$C_L(\alpha) = [1 - \sigma(\alpha)] * (C_{L_0} + C_{L_\alpha} * \alpha) + \sigma(\alpha) * C_{L_{pp}}, \quad (1)$$

onde $\sigma(\alpha)$ é uma função sigmóide dada por:

$$\sigma(\alpha) = \frac{1 + e^{-R(\alpha-\alpha_0)} + e^{R(\alpha+\alpha_0)}}{(1 + e^{-R(\alpha-\alpha_0)}) * (1 + e^{R(\alpha+\alpha_0)})}, \quad (2)$$

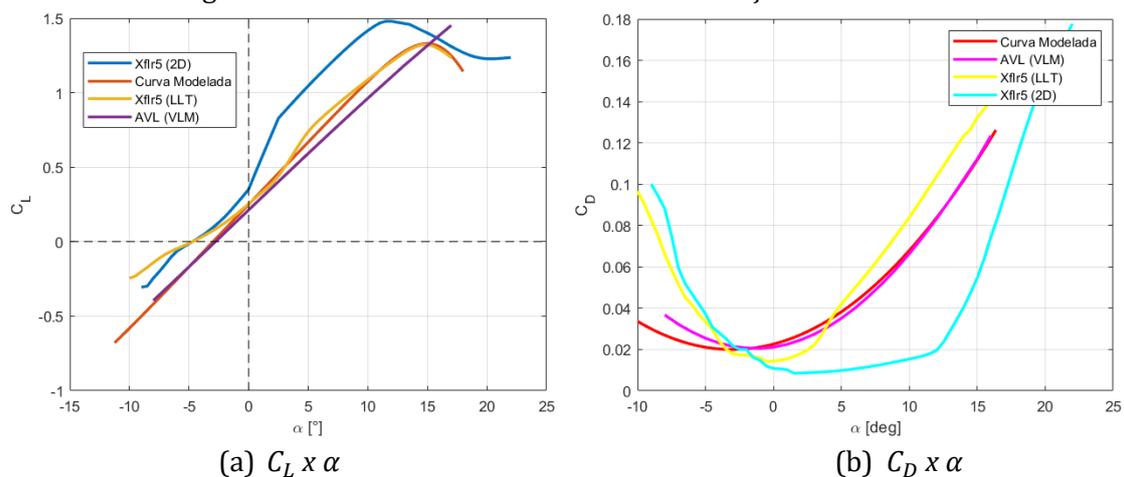
e “ R ” e α_0 são parâmetros ajustáveis para alterar o formato da curva.

Para o coeficiente de arrasto (C_D), foi utilizada relação padrão do coeficiente de arrasto, definida em Junior (2015), conforme Equação (3), na qual “ e ” é o fator de eficiência de Oswald.

$$C_D(\alpha) = C_{D_p} + \frac{(C_{L_0} + C_{L_\alpha} * \alpha)^2}{\pi * e * AR} \quad (3)$$

Ajustando os parâmetros, foi possível aproximar as curvas modeladas com as curvas reais da aeronave, obtidas pelas análises aerodinâmicas, conforme apresentado na Figura 6.2-A e na Figura 6.2-B.

Figura 6.2 – Curvas de coeficiente de sustentação e de arrasto.



Fonte: Autoria própria.

Uma vez que pequenas aeronaves como o Albatroz sofrem grande e constante influência dos ventos, é importante considerá-los. Uma atmosfera instável

pode ser modelada utilizando o conceito proposto por Beard e McInain (2012), no qual se computam as rajadas por meio da passagem de ruído branco por um filtro linear invariante no tempo, dado pelo espectro de turbulência de Von Karmen, definido em Stengel (2015), e aproximado pelas funções de transferência de Dryden, conforme as Equações (4) a (6). Os parâmetros para os modelos de rajada de Dryden estão definidos em Moorgouse e Woodcoc (1982) e consideram voo a baixa altitude e turbulência leve.

$$H_x = \sigma_x \sqrt{\frac{2V_a}{L_x}} \frac{1}{s + \frac{V_a}{L_x}} \quad (4)$$

$$H_y = \sigma_y \sqrt{\frac{3V_a}{L_y}} \frac{\left(s + \frac{V_a}{1.73L_y}\right)}{\left(s + \frac{V_a}{L_y}\right)^2} \quad (5)$$

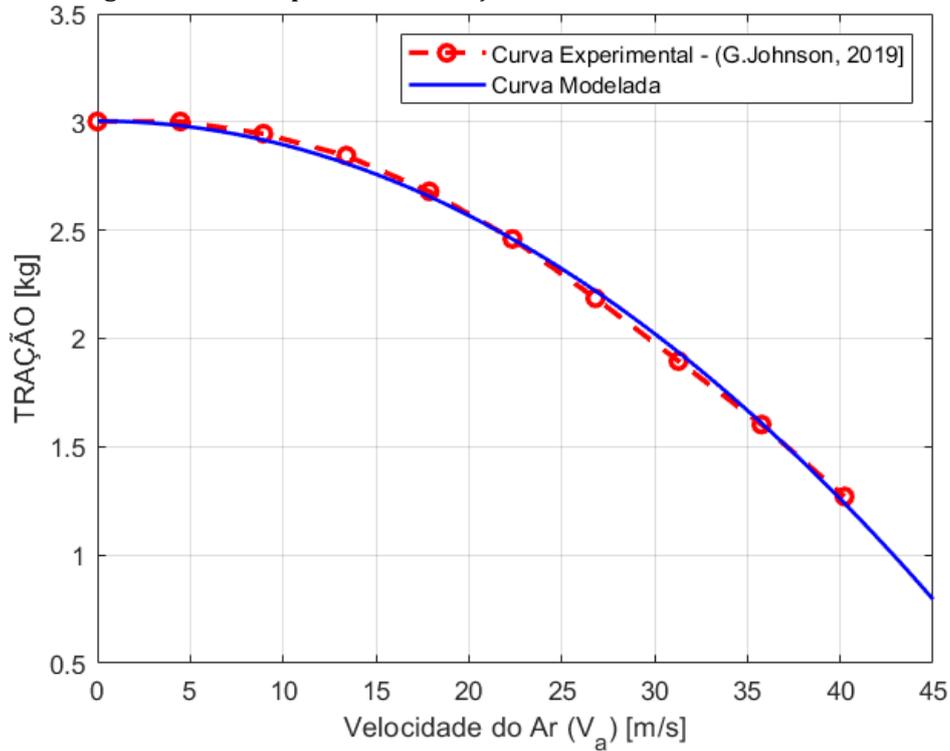
$$H_z = \sigma_z \sqrt{\frac{3V_a}{L_z}} \frac{\left(s + \frac{V_a}{1.73L_z}\right)}{\left(s + \frac{V_a}{L_z}\right)^2} \quad (6)$$

Na consideração da propulsão, foram utilizados dados reais de tração dinâmica do grupo motopropulsor, propostos por Johnson (2019). Por meio do modelo propulsivo proposto por Beard e McLain (2012) e definido na Equação (7), foi possível modelar uma curva de tração dinâmica que se aproximasse da curva real de tração do motor.

$$T_g = \frac{1}{2} * \rho * S_{prop} * C_{prop} * (k_{motor} * \delta_t)^2 - C_R * V_a^2 \quad (7)$$

A Figura 6.3 ilustra as curvas real e modelada para a tração dinâmica proveniente do grupo motopropulsor.

Figura 6.3 – Comparativo da tração dinâmica real com a modelada.



Fonte: Autoria própria.

Portanto, consideradas as influências aerodinâmicas e propulsivas, foi possível escrever o grupo de relações que definem o movimento tridimensional da aeronave. As Equações (8) e (9) representam as influências externas, em termos de forças e momentos.

$$\begin{bmatrix} f_x \\ f_y \\ f_z \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \rho V_a^2 S_W * \begin{bmatrix} C_X + C_{Xq} \frac{c}{2V_a} q + C_{X\delta_e} \delta_e \\ C_{Y_0} + C_{Y\beta} \beta + \frac{b}{2V_a} p + C_{Yr} \frac{b}{2V_a} r + C_{Y\delta_a} \delta_a + C_{Y\delta_r} \delta_r \\ C_Z + C_{Zq} \frac{c}{2V_a} q + C_{Z\delta_e} \delta_e \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\begin{bmatrix} l \\ m \\ n \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \rho V_a^2 S_W \begin{bmatrix} (C_{l_0} + C_{l\beta} \beta + C_{lp} \frac{b}{2V_a} p + C_{lr} \frac{b}{2V_a} r + C_{l\delta_a} \delta_a + C_{l\delta_r} \delta_r) * b \\ (C_{m_0} + C_{m\alpha} \alpha + C_{mq} \frac{c}{2V_a} q + C_{m\delta_e} \delta_e) * c \\ (C_{n_0} + C_{n\beta} \beta + C_{np} \frac{b}{2V_a} p + C_{nr} \frac{b}{2V_a} r + C_{n\delta_a} \delta_a + C_{n\delta_r} \delta_r) * b \end{bmatrix} \quad (9)$$

Por fim, como reações às influências externas, as Equações (10) e (11) compõe o movimento dinâmico, enquanto as Equações (12) e (13) representam a cinemática rotacional e translacional.

$$\begin{bmatrix} \dot{u} \\ \dot{v} \\ \dot{w} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r * v - q * w \\ p * w - r * u \\ q * u - p * v \end{bmatrix} + \frac{1}{M} \begin{bmatrix} f_x \\ f_y \\ f_z \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{p} \\ \dot{q} \\ \dot{r} \end{bmatrix} = I_{v\acute{a}nt}^{-1} \begin{bmatrix} (I_{yy} - I_{zz}) * q * r + I_{xz} * p * q + l \\ I_{xz} * (p^2 + r^2) + p * r * (I_{zz} - I_{xx}) + m \\ (I_{xx} - I_{yy}) * p * q - q * r * I_{xz} + n \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \sin(\phi)\tan(\theta) & \cos(\psi)\tan(\theta) \\ 0 & \cos(\phi) & -\sin(\theta) \\ 0 & \sin(\phi)\sec(\theta) & \cos(\phi)\sec(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{r}_n \\ \dot{r}_e \\ \dot{r}_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c(\theta)c(\psi) & s(\phi)s(\theta)c(\psi) - c(\phi)s(\psi) & c(\phi)s(\theta)c(\psi) + s(\phi)s(\psi) \\ c(\theta)s(\psi) & s(\phi)s(\theta)s(\psi) + c(\phi)c(\psi) & c(\phi)s(\theta)s(\psi) - s(\phi)c(\psi) \\ -s(\theta) & s(\phi)c(\theta) & c(\phi)c(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ v \\ w \end{bmatrix} \quad (13)$$

Este conjunto de equações, composto por equações diferenciais não lineares e acopladas, embora represente bem o movimento da aeronave, para a proposta de controle de voo deste trabalho resulta em dificuldades de aplicação. Portanto, foram propostas linearizações dessas equações, baseadas na teoria das pequenas perturbações definida em Nelson (1989), de forma que elas pudessem ser desacopladas e resultar em funções de transferência de baixa ordem, bem como em modelos de espaços de estados, aplicáveis às propostas de controle. A Tabela 6.1 resume os doze estados que compõe o movimento da aeronave e estão presentes na linearização.

Tabela 6.1 – Estados do movimento tridimensional da aeronave.

Estado	Notação	Unidade SI
Posição em relação ao norte	r_n	m
Posição em relação ao leste	r_e	m
Posição em relação para baixo	r_d	m
Velocidade linear em x	u	m/s
Velocidade linear em y	v	m/s
Velocidade linear em z	w	m/s

Estado	Notação	Unidade SI
Ângulo de rolagem	ϕ	graus
Ângulo de arfagem	θ	graus
Ângulo de guinada	ψ	graus
Velocidade angular em x	p	rad/s
Velocidade angular em y	q	rad/s
Velocidade angular em z	r	rad/s

Fonte: Autoria própria

A técnica de linearização proposta foi a expansão em Série de Taylor do termo $\bar{x} = x - x_{eq}$, onde x_{eq} é o estado em condição de *trim*, e desprezando os termos de ordem superior. Portanto, foi possível obter as matrizes de estado e controle, resultando nas Equações (14) e (15) para o caso látero direcional e longitudinal, respectivamente.

$$\begin{bmatrix} \dot{v} \\ \dot{p} \\ \dot{r} \\ \dot{\phi} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_v & Y_p & Y_r & g * \cos(\theta) \cos(\phi) & 0 \\ L_v & L_p & L_r & 0 & 0 \\ Y_v & Y_v & Y_v & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \cos(\phi) \tan(\theta) & q * \cos(\phi) \tan(\theta) - r * \sin(\phi) \tan(\theta) & 0 \\ 1 & 0 & \cos(\phi) \sec(\theta) & p * \cos(\phi) \sec(\theta) - r * \sin(\phi) \sec(\theta) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v \\ p \\ r \\ \phi \\ \psi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Y_{\delta_a} & Y_{\delta_r} \\ L_{\delta_a} & L_{\delta_r} \\ N_{\delta_a} & N_{\delta_r} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta_a \\ \delta_r \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{u} \\ \dot{w} \\ \dot{q} \\ \dot{\theta} \\ \dot{h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_u & X_w & X_q & -g * \cos(\theta) & 0 \\ Z_u & Z_w & Z_q & -g * \sin(\theta) & 0 \\ M_u & M_w & M_q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ \sin(\theta) & -\cos(\theta) & 0 & u * \cos(\theta) + w * \sin(\theta) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ w \\ rq \\ \theta \\ h \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} X_{\delta_e} & X_{\delta_t} \\ Z_{\delta_e} & 0 \\ M_{\delta_e} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta_e \\ \delta_t \end{bmatrix} \quad (15)$$

Os coeficientes dessas equações são linearizados e oriundos dos parâmetros de aerodinâmica, estabilidade e estão detalhados em Beard e McLain (2012), Nelson (1989) e Cook (2012). Utilizando o software MATLAB em conjunto com o Simulink, por meio da ferramenta *Linmode*, os parâmetros puderam ser calculados. Obtendo as raízes polinomiais das matrizes de estados da aeronave, análises de estabilidade dinâmica puderam ser feitas. Aplicando perturbações à aeronave em estado de equilíbrio (voo reto nivelado a velocidade constante), foi possível estudar os principais modos de resposta às perturbações, como o curto período, fugíde,

rolagem pura, espiral e *dutch roll*. Explicações detalhadas desses modos podem ser encontradas em Etkin e Reid (1959).

2.2. SISTEMA DE AUTOPILOT

O *autopilot* aplicado a um VANT deve ser projetado com atenção, uma vez que é ele quem rege todo o controle e gerenciamento do voo da aeronave. Em adição, devido à alta influência dos ventos, o sistema deve ser capaz de proporcionar um voo seguro mesmo sob ação de instabilidades atmosféricas.

O funcionamento bem sucedido de um *autopilot* depende também do emprego de sensoriamento adequado, bem como a fusão correta de seus dados. Um exemplo de método de fusão amplamente utilizado é o Filtro de Kalman cujas informações sobre essa técnica podem ser encontradas em Brown (1983).

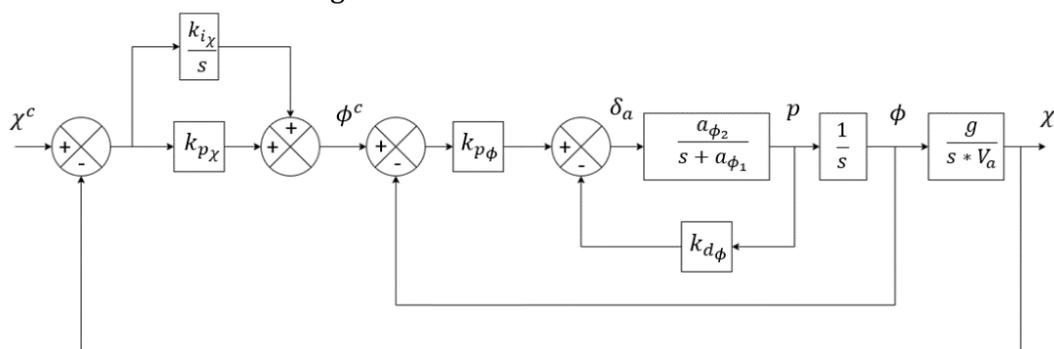
2.2.1. O MÉTODO SLC

A estratégia de controle adotada foi o método chamado *Successive Loop Closure* (ou SLC). A ideia geral é realizar diversos *loops* de realimentação internos a um *loop* geral externo. Como regra para seu funcionamento correto, o mais interno deve conter a mais alta largura de banda, com os *loops* mais externos contendo larguras de banda menores a medida que se chega ao mais externo. Em termos de grandeza, em geral, cada *loop* sucessivo externo deve conter a sua largura de banda 5 a 10 vezes menor em relação ao seu interno Beard e McLain (2012).

O sistema foi dividido em dois subsistemas que atuam desacoplados: látero direcional e longitudinal. O controle foi feito utilizando PID (proporcionais integrais derivativos). Os ganhos de cada controlador foram ajustados utilizando um método empírico no qual sua estabilidade era verificada no próprio voo simulado da aeronave.

A Figura 6.4 ilustra a planta final para o controlador látero-direcional. Como *input* é considerado o ângulo de curso comandado (χ^c). Uma vez exigido do controlador uma mudança de curso, uma atitude de rolagem (ϕ^c) é induzida por meio da deflexão dos ailerons (δ_a), a qual resulta em um movimento de curva, gerando a alteração do curso.

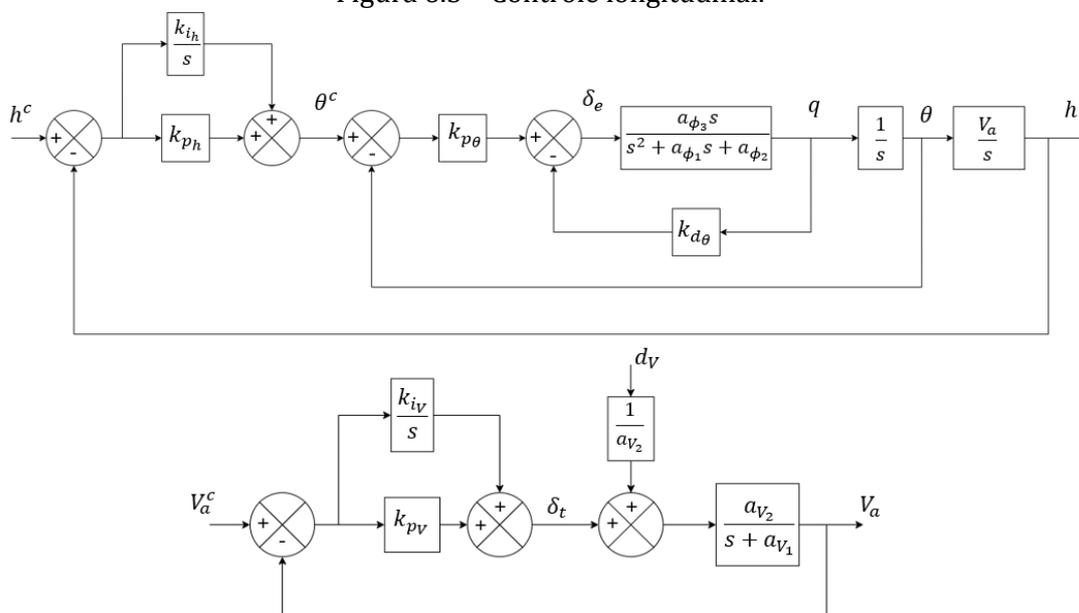
Figura 6.4 – Controle látero-direcional.



Fonte: Beard e McLain (2012), adaptado.

Para o caso longitudinal, propõe-se um sistema que controlasse a aeronave nos regimes principais de voo. Isto é, subida, cruzeiro e descida. Como *input* para o controlador têm-se a altitude comandada (h^c) e a velocidade comandada (V_a^c). Desta forma, independente da posição, o VANT buscará a altitude desejada, controlando o ângulo de arfagem (θ) por meio da deflexão do profundor (δ_e), e a velocidade por meio da potência do motor (δ_t). A Figura 6.5 ilustra a planta do controlador longitudinal.

Figura 6.5 – Controle longitudinal.



Fonte: Beard e McLain (2012), adaptado.

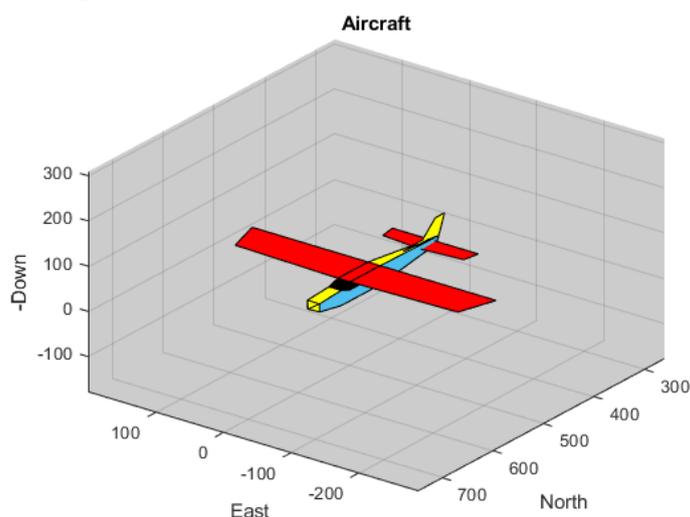
2.3. O SIMULADOR DE VOO

Com o intuito de permitir a verificação gráfica e animada do projeto, foi desenvolvido um ambiente de simulação tridimensional em Simulink contendo uma representação simplificada da aeronave. Inserindo os dados da aeronave nas

equações da Seção 2.1, foi possível simular e observar o comportamento dinâmico do voo. Adicionando o controle automático ao sistema, foi possível testar e observar a atuação do controlador de voo.

A modelagem considerou todas as forças e momentos internos e externos como atuantes no centro de gravidade do corpo. Para a representação gráfica, foi utilizado o método do mapeamento de pontos. Essa técnica consiste em alocar estrategicamente pontos no sistema cartesiano tridimensional, de modo que 3 pontos ou mais, quando devidamente especificados, definem uma face plana. Através da indicação de coordenadas de pontos para formar faces, tem-se o avião representado graficamente. Para rotacionar a aeronave no ambiente 3D, foram utilizadas as matrizes de rotação por ângulos de Euler e, para translação, a técnica de offset. O resultado final é ilustrado na Figura 6.6.

Figura 6.6 – Aeronave no ambiente do simulador



Fonte: Autoria própria.

O simulador utiliza as equações de cinemática e dinâmica translacional e rotacional dadas pelas Equações (10) a (13) bem como as influências de forças e momentos externos definidos pelas Equações (8) e (9). Atribuindo condições iniciais aos doze estados que regem o movimento da aeronave (Tabela 6.1) e, inserindo-os nas equações das reações externas, têm-se os *outputs* de forças e momentos atuantes na aeronave. Estes, por sua vez, são *inputs* para as equações diferenciais de cinemática e dinâmica translacional e rotacional. Utilizando a função *S-function* do Simulink para resolvê-las, são obtidas condições atualizadas dos doze estados, e o ciclo se repete. O sistema de controle atua na manipulação das forças

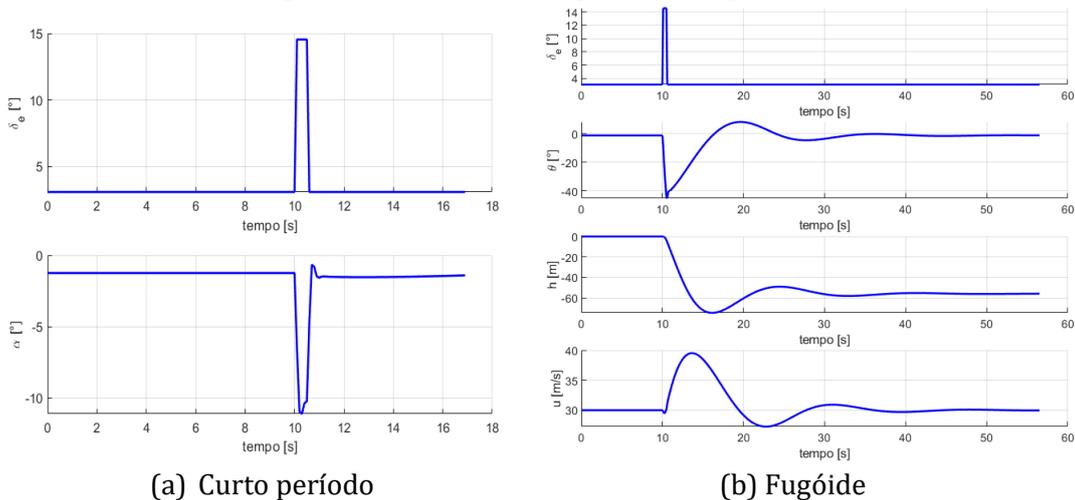
aerodinâmicas atuantes na aeronave, por meio das superfícies de comando (aileron, profundor, leme) e por meio da potência do motor.

3. RESULTADOS E DISCUSSÕES

3.1. ANÁLISE DE ESTABILIDADE DINÂMICA

A Figura 6.7 ilustra as respostas da aeronave após uma perturbação do tipo *step* no profundor, quando em estado de equilíbrio em voo reto nivelado. De início percebe-se a oscilação rapidamente amortecida do ângulo de ataque (α), caracterizando o modo de curto período (Figura 6.8-A), seguida de uma oscilação lenta no ângulo de arfagem (θ), na velocidade (u) e na altitude (h), caracterizando o modo fugóide (Figura 6.8-B).

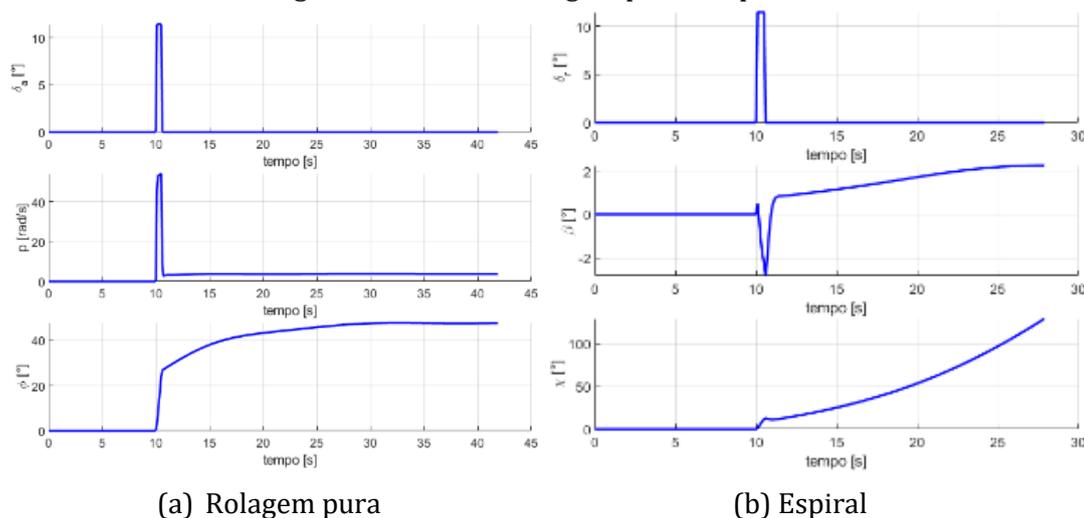
Figura 6.7 – Modos curto período e fugóide.



Fonte: Autoria própria.

Na Figura 6.8 descrevem-se os modos látero direcionais de rolagem pura e espiral, obtidos após uma perturbação do tipo *step* no aileron. Para a rolagem pura verifica-se uma rápida oscilação na taxa de rolagem (p) até que se atinja um ângulo de rolagem (ϕ) constante (Figura 6.8-A). Como consequência também é induzido um ângulo de derrapagem (β), levando à aeronave a entrar no modo de espiral (Figura 6.8-B). Trata-se de um modo instável, com a aeronave mudando seu curso (χ) em uma atitude exponencialmente crescente.

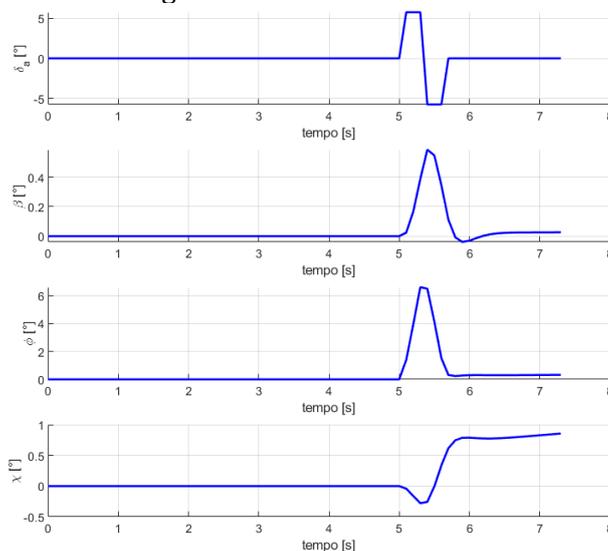
Figura 6.8 – Modos rolagem pura e espiral.



Fonte: Autoria própria.

Por fim é descrito na Figura 6.9 o modo *dutch roll*, após uma perturbação *doublet* no aileron. Percebe-se uma acoplagem de um movimento de rolagem (ϕ), com uma guinada no sentido oposto (adversa) e uma variação no ângulo de derrapagem (β).

Figura 6.9 – Modo dutch roll.



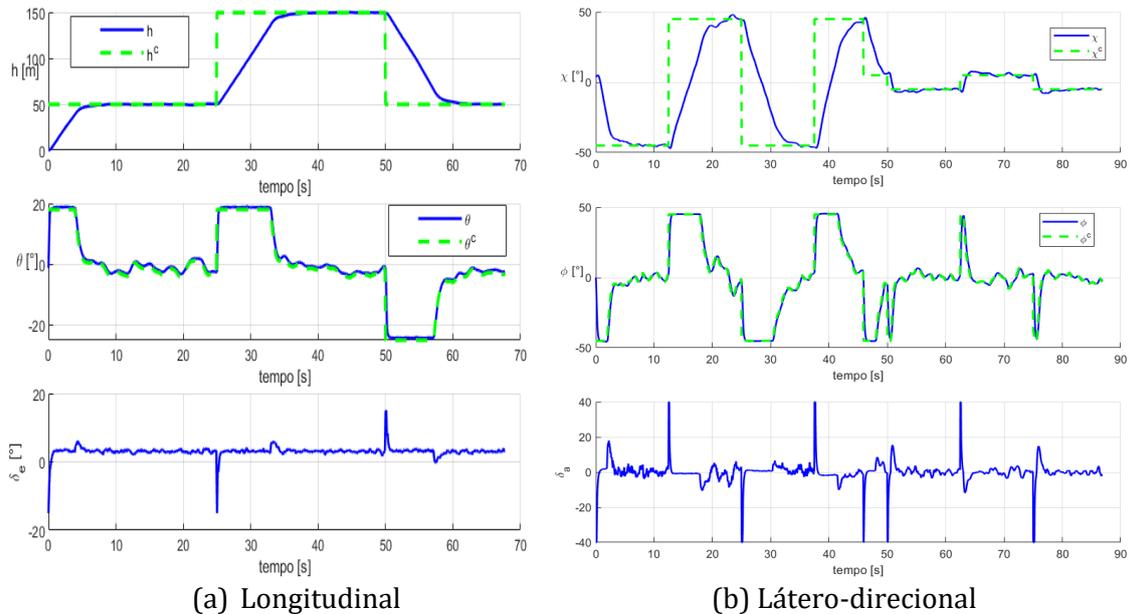
Fonte: Autoria própria.

3.2. FUNCIONAMENTO DO AUTOPILOT

Considerando uma atmosfera turbulenta, ângulos variados de curso (χ) e altitude (h) foram comandados no controlador, para uma velocidade de 30 m/s. A Figura 6.10 ilustra as respostas para o caso longitudinal e látero direcional. As curvas tracejadas representam o *input* comandado e as curvas contínuas

correspondem à resposta do controlador. É possível perceber a atuação do profundor e dos ailerons para gerar as respostas desejadas na aeronave. Verifica-se também que as respostas correspondentes aos parâmetros dos *loops* internos são subamortecidas e mais rápidas, enquanto as respostas dos externos são criticamente amortecidas e mais lentas.

Figura 6.10 – Respostas do Autopilot.



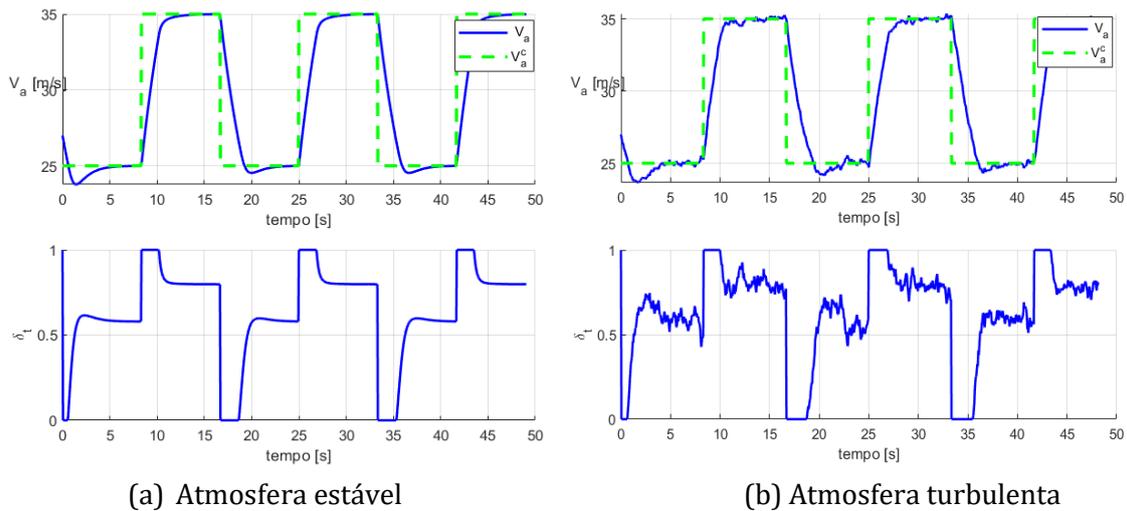
Fonte: Autoria própria.

É possível verificar os diferentes tempos de respostas para os comandos. Com relação ao ângulo de curso (χ), verificam-se pequenas correções assim como grandes mudanças na trajetória de voo. Portanto, há um ajuste de ganhos que reaje bem às pequenas variações, assim como para casos de exigência de maiores amplitudes.

Para o caso da altitude, respostas superamortecidas com tempo de resposta maior são verificadas, pois, em geral não é necessária uma resposta rápida para demandas de arfagem de elevada amplitude, uma vez que acarretaria esforços exagerados sobre a estrutura da aeronave, principalmente nas asas e empenagem.

Por fim, é ilustrada na Figura 6.11 a resposta do controlador de velocidade para comandos de alteração de velocidade comandada para mais e para menos. Nota-se grande influência da atmosfera turbulenta, visto que se verificam oscilações no comando de aceleração do motor, tentando manter o valor da velocidade comandada.

Figura 6.11 – Respostas do controlador de velocidade.



Fonte: Autoria própria.

4. CONCLUSÃO

Neste trabalho, fez-se a modelagem da aeronave Albatroz, o desenvolvimento de um sistema de *autopilot*, e por fim, um ambiente de simulação para validação do projeto. Para a primeira parte, foi possível obter uma representação da aeronave e um comportamento dinâmico condizentes. Dificuldades foram encontradas nas análises aerodinâmicas, como por exemplo, conseguir atingir precisão e convergência dos métodos para elevados ângulos de ataque. Contornou-se esses problemas utilizando diferentes métodos para a análise (VLM e LLT). Para a segunda frente, obteve-se um sistema de *autopilot* com respostas aceitáveis em todas as fases do voo e resistente às influências do vento. Foram encontradas dificuldades em realizar os ajustes de ganhos do controlador para que este se comportasse de modo adequado a todas as exigências de comandos. Em adição, para diferentes velocidades, as forças e reações aerodinâmicas são alteradas, mudando a dinâmica de voo da aeronave. Portanto, seria de interesse implementar um controlador com ganhos ajustáveis para cada caso de velocidade. Na terceira frente foi possível simular todo o projeto da aeronave e controlador. Por fim, conclui-se que os objetivos foram atingidos, tanto no âmbito da modelagem, quanto no *autopilot* e na simulação. O simulador também servirá para análises e desenvolvimentos futuros em outras aeronaves.

REFERÊNCIAS

- BEARD, R. W.; MCLAIN, T. W. Small unmanned aircraft: theory and practice. Princeton: Princeton University Press, 2012.
- BROWN, R. G. Introduction to random signal analysis and Kalman filtering. [S.l.]: John Wiley Sons, 1983.
- COOK, M. V. Flight dynamics principles: a linear systems approach to aircraft stability and control. New York: Butterworth-Heinemann, 2012.
- ETKIN, B.; REID, L. D. Dynamics of flight. New York: Wiley New York, 1959.
- FAHLSTROM, P.; GLEASON, T. Introduction to UAV systems. Chichester: John Wiley & Sons, 2012.
- HOUGHTON, E. L.; CARPENTER. Aerodynamics for engineering students. London: Elsevier, 2003.
- JOHNSON, G. Making performance estimates for model aircraft. [S.l.], 2019
- JUNIOR, J. D. A. Fundamentos de engenharia aeronáutica. Porto Alegre: AMGH, 2015.
- MOORGOUSE, D.; WOODCOCK, R. Background information and user guide for mil-f-8785c: military specification-flying qualities of piloted airplanes [r]. ADA119421, Flight Dynamic Laboratory, 1982.
- NELSON, R. C. Flight stability and automatic control. New York: McGraw-Hill, 1989.
- STENGEL, R. F. Flight dynamics. Princeton: Princeton University Press, 2015.

CAPÍTULO VII

METODOLOGIAS ALTERNATIVAS PARA GERAÇÃO DE CURVAS POLARES PARA O MÉTODO BLADE ELEMENT MOMENTUM

ALTERNATIVE METHODOLOGIES FOR GENERATION OF POLAR CURVES FOR THE BLADE ELEMENT MOMENTUM METHOD

DOI: [10.51859/amplla.tac372.1122-7](https://doi.org/10.51859/amplla.tac372.1122-7)

Pedro Trombini Rodrigues¹
Diego Magela Lemos²
Carlos do Carmo Pagani, Jr.³
Daniel Sampaio Souza⁴

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

² Doutorando em Engenharia Mecânica. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica – USP

³ Professor Assistente do Departamento de Engenharia Aeronáutica. Universidade Estadual Paulista – UNESP

⁴ Professor Assistente do Departamento de Engenharia Aeronáutica. Universidade Estadual Paulista – UNESP

RESUMO

Devido aos efeitos rotacionais, o carregamento observado em seções mais próximas à raiz de asas rotativas é consideravelmente maior em relação à carga prevista com base no comportamento aerodinâmico bidimensional do aerofólio correspondente em movimento linear. Desse modo, métodos de engenharia utilizados para analisar e otimizar a aerodinâmica de turbinas eólicas de eixo horizontal (HAWT) dependem de correções para dados 2D de aerofólios. Uma vez que a física associada ao fenômeno não é totalmente compreendida, os modelos de correção devem recorrer a parâmetros empiricamente determinados. Observa-se, contudo, uma grande dispersão nas previsões da potência de turbinas em condições de elevado carregamento nas pás se tomados como base diferentes modelos de correção. Propõem-se duas metodologias distintas para previsão da carga nas pás de uma HAWT baseadas no método amplamente aplicado blade element momentum (BEM), de tal forma que não dependa da correção de curvas polares 2D. Nas metodologias propostas, os coeficientes de força são armazenados em

uma tabela e consultados pelo algoritmo BEM, não apenas em função do ângulo de ataque, mas também em função da razão entre a corda e a posição radial, e do número de Rossby local. Na primeira, os dados da tabela de consulta são extraídos a partir de simulações quasi-3D e, na segunda, a partir de medições experimentais. Comparado a um modelo de correção amplamente aceito, as metodologias propostas preveem a distribuição radial de carga com maior precisão para velocidades de vento relativamente altas, em especial para a tabela construída a partir de dados dos experimentos.

Palavras-chave: Aerodinâmica. Turbinas eólicas. Método blade element momentum. Modelo quasi-3D. Modelo experimental.

ABSTRACT

Due to rotational effects, the observed load of inboard sections of rotary wings is consistently higher than the load predicted based on the two-dimensional aerodynamic behavior of the corresponding airfoil. Therefore, engineering methods used to analyze and optimize the aerodynamics of

horizontal-axis wind turbines (HAWT) rely on corrections to 2D airfoil data. Since the physics associated with the phenomenon is not fully understood, the correction models have to resort to empirically determined parameters. Nevertheless, a great scattering of the turbine power of the different predictions is observed for conditions of high blade load. Two methodologies to predict the load on HAWT blades based on the widely applied blade element momentum (BEM) method that does not rely on the correction of 2D polar curves are proposed. In the proposed methodologies, the force coefficients are stored in a lookup table and consulted by the BEM algorithm, not only as a function of the

angle of attack but also as a function of the chord-to-radius ratio and the local Rossby number. In the first, the data of the lookup table are extracted from quasi-3D simulations and, in the second, from experimental measurements. Compared to a well-accepted correction model, the proposed methodologies predict the load radial distribution with greater accuracy for relatively high wind speeds, especially for the table built from experimental data.

Keywords: Aerodynamics. Wind turbines. Blade element momentum method. Quasi-3D model. Experimental model.

1. INTRODUÇÃO

Uma das ferramentas para previsão das forças aerodinâmicas sobre pás de turbinas eólicas de eixo horizontal é o método *blade element momentum* (BEM), amplamente empregado tanto para análise quanto para o desenvolvimento de propostas de projeto. O método se baseia na teoria da quantidade de movimento e assume que o escoamento sobre cada seção da pá é independente do escoamento nas demais seções.

A princípio, o carregamento sobre uma seção em particular é assumido como sendo o mesmo de uma seção com o mesmo perfil em escoamento bidimensional, no mesmo ângulo de ataque (α) e número de Reynolds baseado na corda (Re). Essa aproximação é razoável para ângulos de ataque baixos a moderados. No entanto, à medida que a separação se inicia, os efeitos rotacionais aumentam e o escoamento na seção se torna significativamente diferente daquele observado em condições 2D (BANGGA et al., 2017; DU; SELIG, 2000). Nesse viés, em geral, a força de sustentação experimentada pelas seções de asas rotativas é maior do que o esperado em experimentos bidimensionais para o mesmo ângulo de ataque e número de Reynolds, de tal forma que o fenômeno é conhecido pelo termo “aumento rotacional”.

Para caracterizar o escoamento sobre cada seção, o método BEM recorre a curvas polares obtidas a partir de experimentos 2D ou simulações numéricas do escoamento bidimensional sobre o aerofólio correspondente. Os efeitos tridimensionais e rotacionais são considerados através de modelos semi-empíricos que corrigem as polares 2D.

Com o aumento da capacidade de processamento e armazenamentos dos computadores, uma estratégia que vem sendo testada consiste em gerar as polares diretamente a partir de simulações do escoamento tridimensional sobre pás de geometria realista com seções dadas pelo aerofólio em questão (GUMA et al., 2018). Além do elevado custo computacional, tal metodologia gera curvas polares sujeitas à influência de características tridimensionais da pá particularmente utilizada.

Nesse capítulo, são explorados os resultados alcançados a partir de duas versões modificadas do método BEM, as quais envolvem a construção de uma tabela de consulta que armazena os parâmetros relevantes para um determinado aerofólio e condições de experimentos testadas. Também são realizadas avaliações de desempenho e discussão de resultados promissores e passíveis de serem atingidos por meio da adoção de cada uma das metodologias.

2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Durante um cálculo BEM, os coeficientes de sustentação e arrasto em cada seção da pá são obtidos consultando tabelas construídas a partir de medições em experimentos bidimensionais em túnel de vento ou simulações numéricas. Em seguida, modelos semi-empíricos são geralmente usados para corrigir os coeficientes de força, devido aos efeitos rotacionais.

Diversos métodos de correção têm sido propostos. Snel et al. (1993) propuseram uma correção para o coeficiente de sustentação baseado na razão entre a corda local e a posição radial, c/r . Eles ajustaram parâmetros do modelo baseado em comparações entre previsões para escoamentos 2D e rotacionais sobre uma seção de turbina eólica por meio de um código computacional de interação de escoamento viscoso-invíscido. Chaviaropoulos e Hansen (2000), por outro lado, lançaram mão de comparações entre computações de Navier-Stokes para escoamentos 2D e quasi-3D a fim de ajustar os parâmetros de um método de correção para os coeficientes de sustentação, arrasto e momento de arfagem. Tafur et al. (2020) utilizaram o modelo de Chaviaropoulos e Hansen (2000) com constantes calibradas por simulações CFD. Bak et al. (2006) propuseram um modelo para corrigir a diferença de pressão entre o intradorso e o extradorso da seção de uma pá, de tal maneira que a função de correção empregada consistiu no produto de uma amplificação e uma função de forma, ajustada para combinar os resultados das

simulações CFD com as medidas do experimento NREL *Phase VI* (HAND et al., 2001). Dowler e Schmitz (2015) propuseram um modelo no qual as correções dependiam da distribuição radial de circulação, demandando um método iterativo e de constantes ajustadas com base em dados experimentais.

Breton et al. (2007) compararam certos modelos de correção, incluindo alguns modelos supracitados. Em comparação com as medidas obtidas em túnel de vento por Hand et al. (2001), em geral, os modelos superestimaram os carregamentos na pá em condições de elevada velocidade do vento. Além disso, Breton et al. (2007) evidenciaram um significativo espalhamento das predições. O espalhamento observado provavelmente é devido à falta de um completo entendimento acerca da física do aumento rotacional, o qual resulta em diferentes conjuntos de hipóteses e na necessidade de recorrer a parâmetros empíricos que são ajustados a partir de dados para uma geometria particular e condições de operação específicas.

3. METODOLOGIA

3.1. MÉTODO BLADE ELEMENT MOMENTUM

O método BEM combina a teoria da quantidade de movimento para um disco atuador ideal com as características do escoamento bidimensional em torno de um aerofólio. A teoria da quantidade de movimento se aplica tanto a rotores motores (helicóptero e hélices propulsoras) como a rotores geradores (moinhos de vento e turbinas eólicas).

Considera-se um tubo de corrente que tem uma das suas seções coincidindo com o rotor e que esse exerce uma força de tração T sobre o fluido contrária à velocidade do vento V_0 , atravessando-o. Assumindo escoamento em regime permanente, incompressível e não-viscoso a montante e a jusante do plano do rotor, pode-se mostrar que

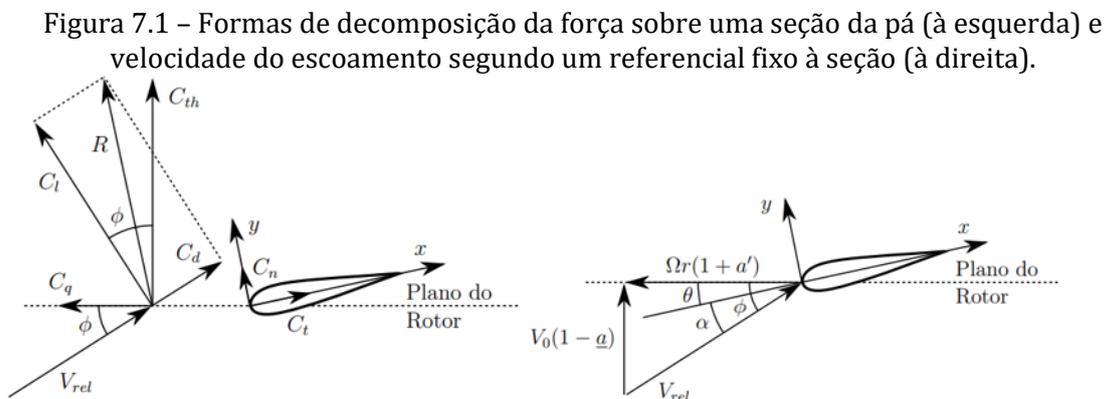
$$T = 2 \pi \rho V_0^2 \underline{a} (1 - \underline{a}) \mathfrak{R}^2 \quad (1)$$

em que \mathfrak{R} é o raio do rotor e \underline{a} é o fator de indução axial, definido através da relação

$$V = (1 - \underline{a})V_0 \quad (2)$$

sendo V a velocidade no plano do rotor. O método assume, ainda, que o escoamento sobre cada seção da pá é independente do escoamento nas demais seções.

Na Figura 7.1, considera-se três formas alternativas de decomposição da força por unidade de envergadura exercida sobre uma seção da pá, representadas pelos respectivos coeficientes adimensionais, juntamente com a velocidade relativa, V_{rel} , observada por um referencial fixado à seção. Observa-se que, além de V_0 , V_{rel} depende da velocidade rotacional, Ωr , do fator de indução axial, \underline{a} , e do fator de indução tangencial, \underline{a}' .



Fonte: Adaptado de Hansen (2008).

Da Figura 7.1, tem-se que C_l e C_d são os coeficientes de sustentação e arrasto, respectivamente, C_n e C_t são os coeficientes de forças normal e tangencial, respectivamente, C_{th} é o coeficiente de tração, sendo definido como $C_{th} = C_l \cos \phi + C_d \sin \phi$, e C_q é o coeficiente de força aerodinâmica na direção tangente ao plano do rotor, expresso por $C_q = C_l \sin \phi - C_d \cos \phi$. Já a indução tangencial é dada pelo resultado da reação ao momento provocado pelo fluido sobre as pás do rotor.

O método consiste em buscar, de forma iterativa, uma solução que equilibre as forças aerodinâmicas em cada seção com os fatores de indução. Durante um ciclo de iteração, o método requer os valores dos coeficientes aerodinâmicos para determinado ângulo de ataque, que depende da geometria da pá, através de θ , e dos fatores de indução, através de ϕ (vide Figura 7.1). Comumente esses coeficientes são obtidos através de uma base de dados gerada a partir de experimentos ou simulações bidimensionais.

Uma versão do algoritmo básico para o método BEM proposto por Hansen (2008) foi implementada no *software* MATLAB® (LEMOS; SOUZA, 2018). O código foi baseado em coeficientes de força obtidos por simulações bidimensionais realizadas com o *software* XFOIL (DRELA, 1989) e o método de extrapolação de Viterna e Corrigan (1982) para ângulos de ataque elevados. O código apresenta também a correção para perda de ponta de Prandtl, que leva em consideração o número finito de pás, e uma correção para alta indução axial.

3.2. VERSÃO MODIFICADA DO MÉTODO BEM

Desprezando a influência das seções vizinhas, o escoamento sobre uma determinada seção de pá distante r do eixo do rotor depende de c/r , α , número de Rossby local, $Ro = V_{rel}/(\Omega c)$, e número de Reynolds local, $Re = V_{rel} c/\nu$, em que V_{rel} é a velocidade de fluxo livre local, Ω é a velocidade angular do rotor e ν é a viscosidade cinemática do ar. No entanto, para algumas condições, o efeito do número de Reynolds pode ser insignificante (MAURO; LANZAFAME; MESSINA, 2017). Com base nesse argumento dimensional, duas metodologias baseadas no método BEM são propostas em que os coeficientes de sustentação e arrasto são armazenados como funções de α , c/r e Ro na tabela de consulta. Durante o processamento, os coeficientes normal e tangencial são obtidos de acordo com os valores locais desses parâmetros. Para isso, os dados devem ser obtidos de experimentos ou de simulações utilizando configurações rotativas.

Com o intuito de contornar a necessidade de adotar modelos semi-empíricos, a estratégia inicial considerou um método em que as polares pudessem já ser corrigidas para os efeitos rotacionais e inseridas nos cálculos do método BEM. Na primeira análise, considerou-se a possibilidade de obter essas polares através de simulações URANS quasi-3D, uma vez que, do ponto de vista computacional, são relativamente baratas.

A escolha dos valores de α , c/r e Ro das simulações se baseou em um estudo acerca da faixa de operação das seções da pá da turbina usada na sequência H do experimento *Phase VI* do NREL (HAND et al., 2001), cuja variação ao longo das seções compreende ângulos de ataque entre 0° e 48° com razões entre corda local e posição radial entre 0 e 0,55, e números de Rossby entre 2 e 16. Assim, os valores escolhidos para integralizar a tabela de consulta consideraram velocidades do vento de 5, 7, 10, 15 e 20m/s, totalizando 44 simulações CFD quasi-3D. O aerofólio

escolhido foi o S809 com espessura de 21% em relação à corda, especialmente projetado por Somers (1997) para aplicações envolvendo turbinas eólicas.

Por outro lado, na segunda análise, considerou-se a possibilidade de obter as polares usando dados de experimentos para construir a tabela de consulta, conforme será discutido na seção 3.3.

3.3. MODELO EXPERIMENTAL DE TURBINA EÓLICA

Para construir a tabela obtida a partir de dados experimentais, adotou-se as polares extraídas do experimento *Phase VI* do *National Renewable Energy Laboratory* (NREL) (HAND et al., 2001), realizado em regime transiente. A seguir, a Tabela 7.1 mostra as características básicas do rotor utilizado no experimento.

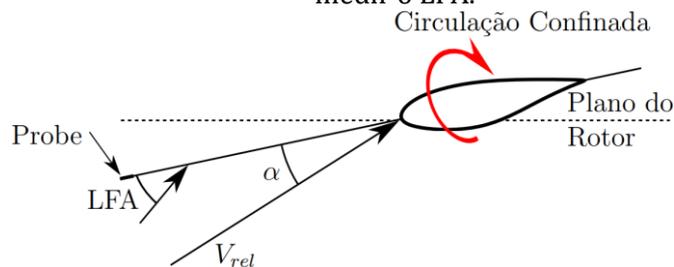
Tabela 7.1 – Dados geométricos e operacionais do rotor para os dados aqui considerados (HAND et al., 2001).

Perfil da pá	–	NREL S809	–
Número de pás	B	2	ADM
Raio do rotor	\mathcal{R}	5,029	m
Velocidade angular	Ω	72	RPM
Número de Reynolds local	Re	$(0,6 \sim 1,2) \times 10^6$	ADM
Velocidade de operação	V_0	5 ~ 25	m/s
Corda local (aerofólio S809)	c	Variável	m
Ângulo de torção local	β	Variável	°

Fonte: Autoria própria.

As medições da sequência H para as velocidades do vento de 5, 7, 10, 15 e 20m/s foram usadas e o ângulo de ataque seccional foi corrigido de acordo com Sant et al. (2006), uma vez que as tomadas de medição de ângulo utilizadas nos experimentos estavam em uma região suficientemente próxima da circulação confinada do aerofólio, de tal modo que o ângulo do escoamento local (do inglês, *Local Flow Angle*, LFA) foi medido, conforme ilustra a Figura 7.2.

Figura 7.2 – Esquemático do posicionamento da tomada de medição (probe) utilizada para medir o LFA.



Fonte: Adaptado de Sant et al. (2006).

É importante notar que a dependência do escoamento seccional em relação a α , c/r e Ro pode ser analogamente representada como uma dependência de α , c/r e θ . Portanto, as metodologias propostas são, em certa medida, semelhantes àquela de Chaviaropoulos e Hansen (2000). A diferença é que, aqui, contabiliza-se os efeitos rotacionais sem a necessidade de recorrer a coeficientes empiricamente determinados; assim, a vantagem é que nenhum ajuste dos coeficientes empíricos é necessário para uma determinada geometria de aerofólio. Por outro lado, a metodologia exige uma série de experimentos em túnel de vento ou, alternativamente, simulações numéricas de um rotor de turbina para construir a tabela de consulta de cada aerofólio.

Os coeficientes de sustentação e arrasto da tabela de consulta foram obtidos através da correlação adequada do valor medido dos coeficientes de força normal e tangencial para as velocidades do vento de referência de 5, 7, 10, 15 e 20m/s disponíveis na sequência H, considerando a distribuição corrigida do ângulo de ataque proposta por Sant et al. (2006). Esses coeficientes são definidos como normal (C_n) e tangencial (C_t) à corda local (vide Figura 7.1). As metodologias BEM propostas foram usadas para prever as cargas em seções da pá para as velocidades do vento de referência, bem como para duas velocidades do vento adicionais, ou seja, $V_0 = 13\text{m/s}$ e 17m/s .

4. RESULTADOS

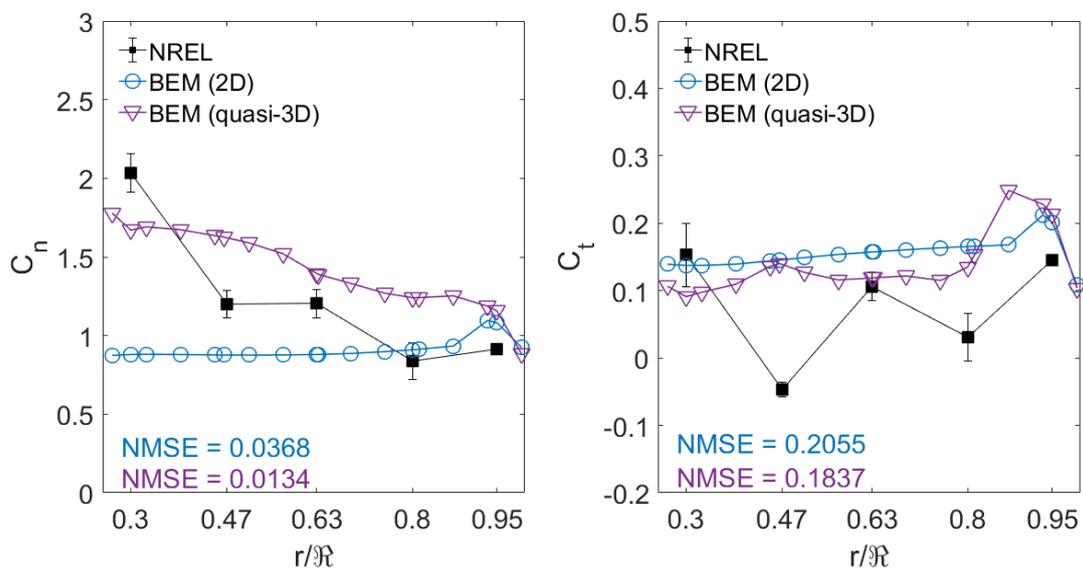
As Figura 7.3e Figura 7.4 ilustram os resultados para as velocidades intermediárias de 13m/s e 17m/s a partir de simulações do método BEM alimentado por polares 2D e quasi-3D juntamente com os coeficientes de forças normal e tangencial (C_n e C_t , respectivamente) extraídos por meio de medidas indiretas dos experimentos, bem como os desvios-padrão associados. Destaca-se

que os coeficientes experimentais foram obtidos baseados na distribuição de pressão das seções selecionadas. A fim de estabelecer uma análise quantitativa para os resultados, uma métrica de ajuste baseada no erro quadrático médio normalizado (do inglês, *Normalized Mean Square Error*, NMSE) foi adotada. Sua formulação é definida como

$$NMSE = \frac{\overline{(C_o - C_p)^2}}{\overline{C_o} \overline{C_p}} \quad (3)$$

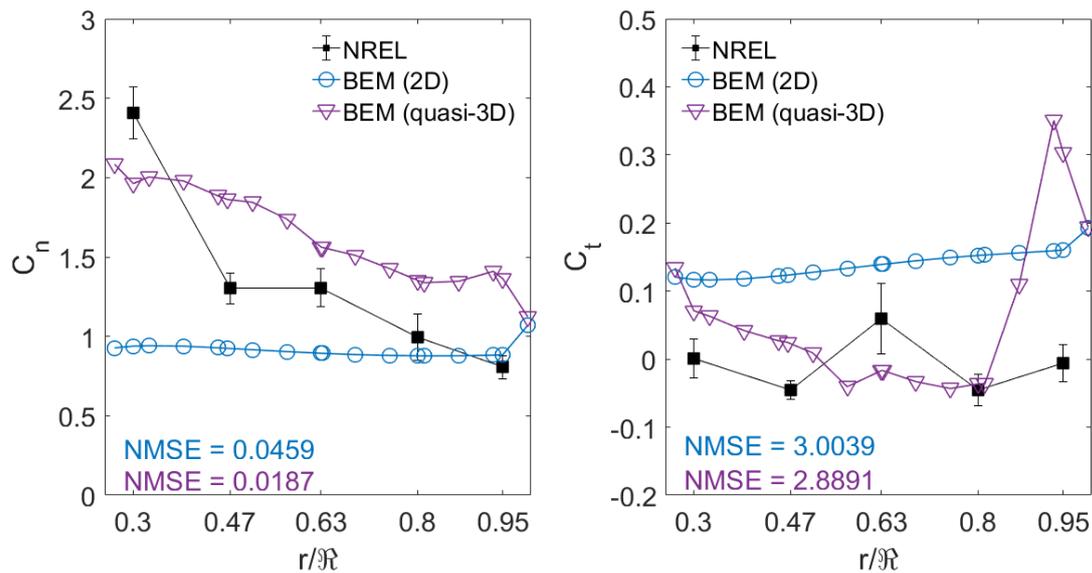
em que C_o e C_p são, respectivamente, os conjuntos de dados de referência e previstos, ao passo que o símbolo de barra indica a média dos pontos amostrais. Os dados de referência usados nessa abordagem correspondem às medidas experimentais, sendo que para obter as previsões dos coeficientes, essas foram interpoladas para as mesmas posições radiais onde foram medidos.

Figura 7.3 – Distribuições radiais dos coeficientes de forças normal e tangencial comparadas com polares extraídas a partir de simulações CFD quasi-3D para $V_0 = 13\text{m/s}$.



Fonte: Autoria própria.

Figura 7.4 – Distribuições radiais dos coeficientes de forças normal e tangencial comparadas com polares extraídas a partir de simulações CFD quasi-3D para $V_0 = 17\text{m/s}$.

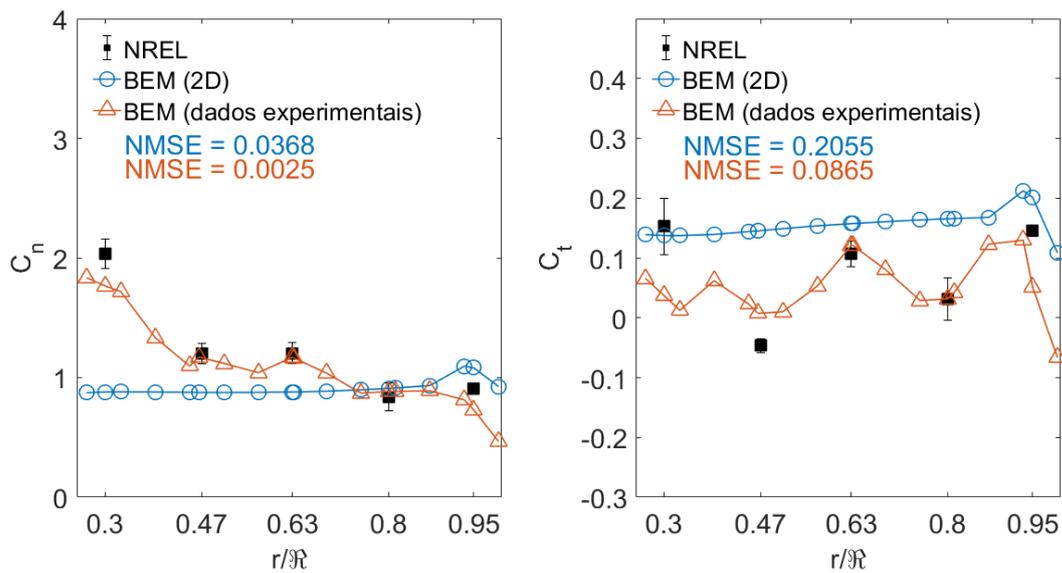


Fonte: Autoria própria.

Observa-se que o erro com a adoção da metodologia utilizando polares oriundas de simulações CFD quasi-3D foi substancialmente menor para ambas as velocidades, sendo que para a velocidade de 17m/s houve uma baixa correlação em seções mais próximas à ponta. Nota-se, ainda, que, para uma mesma posição radial, o coeficiente de força normal aumenta com o incremento da velocidade, enquanto que o coeficiente de força tangencial varia entre valores positivos e negativos. Observa-se também que um maior valor de velocidade tende a possuir um maior desvio, em decorrência da maior influência de não-estacionaridades presentes, principalmente, em regiões de camada limite separada.

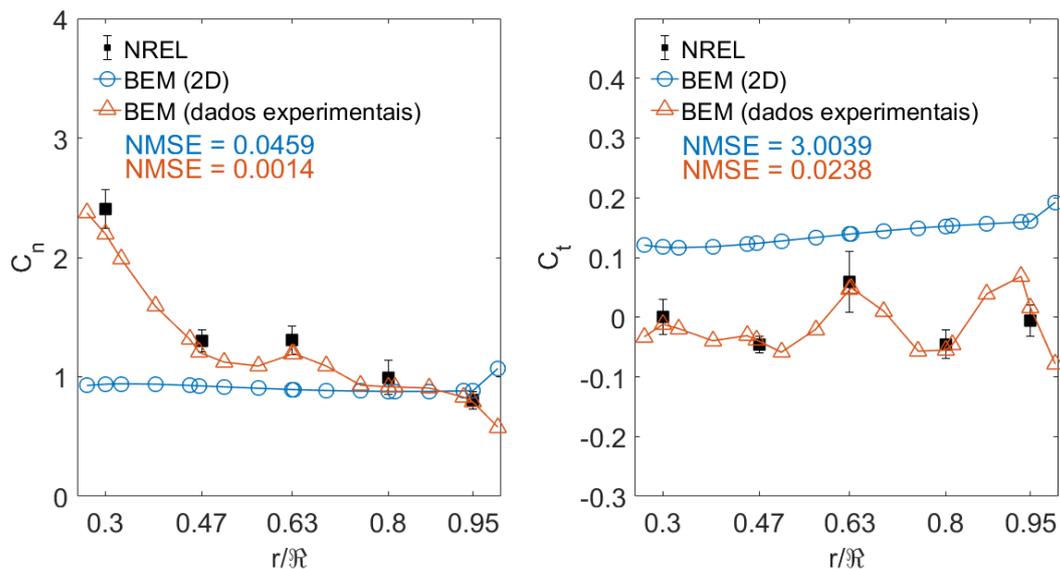
As Figura 7.5 e Figura 7.6 evidenciam os resultados para as velocidades intermediárias de 13m/s e 17m/s a partir de simulações do método BEM alimentado por polares 2D e aquelas provenientes de correlações com as medidas do experimento, juntamente com os coeficientes de forças normal e tangencial, bem como os desvios-padrão associados.

Figura 7.5 – Distribuições radiais dos coeficientes de forças normal e tangencial comparadas com polares extraídas a partir de medidas experimentais para $V_0 = 13\text{m/s}$.



Fonte: Autoria própria.

Figura 7.6 – Distribuições radiais dos coeficientes de forças normal e tangencial comparadas com polares extraídas a partir de medidas experimentais para $V_0 = 17\text{m/s}$.



Fonte: Autoria própria.

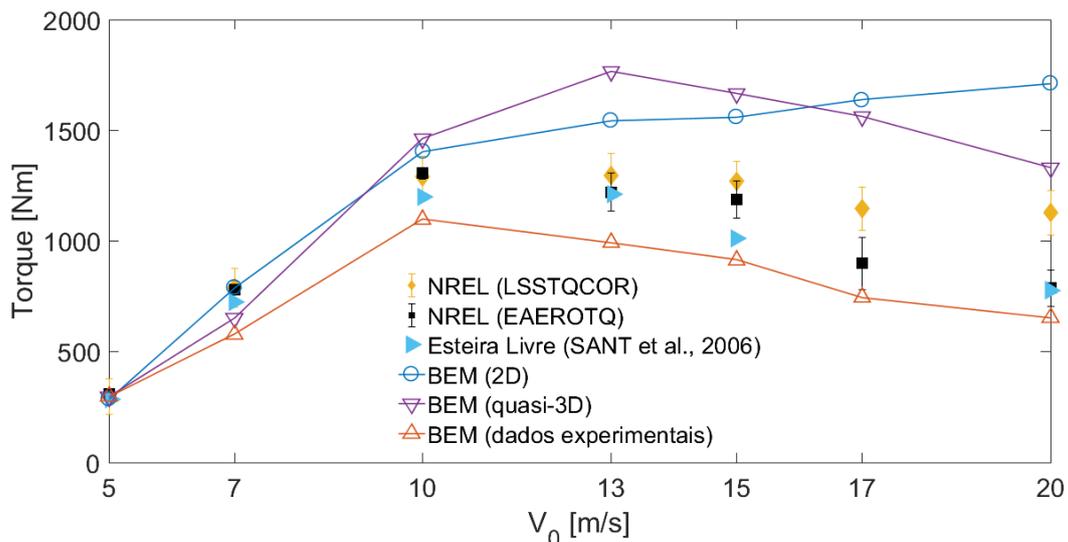
A partir das Figura 7.5 e Figura 7.6, nota-se que houve uma menor correlação para os resultados empregando o método BEM com os dados provenientes do XFOIL e um bom ajuste para o método BEM utilizando os dados aprimorados.

Outros fatores, além de Ro e c/r , podem desempenhar um papel importante para a diferença entre o escoamento sobre uma seção de pá e sobre o aerofólio em movimento 2D, tais como efeitos tridimensionais oriundos da interação com a seção vizinha e os efeitos de ponta da pá, por exemplo. Esses efeitos são inerentemente

contabilizados na tabela para o caso particular no qual os dados foram obtidos. Entretanto, como os efeitos 3D podem depender da condição operacional, o fato de que carga prevista pelo modelo proposto concordou bem com os experimentos para os casos com $V_0 = 13\text{m/s}$ e 17m/s , cujos dados não foram usados para alimentar a tabela de consulta, sugere que, pelo menos dentro de certa faixa operacional, a metodologia pode ser de interesse prático. No entanto, testes adicionais devem ser realizados, preferencialmente com pás de formatos planares diferentes.

A Figura 7.7 mostra o torque resultante para a pá analisada comparando com os dados do experimento e o modelo de esteira livre proposto por Sant et al. (2006). Também são apresentados os dados experimentais corrigidos, medidos a partir do torque no eixo de baixa velocidade (LSSTQCOR), e o torque aerodinâmico estimado (EAEROTQ), de acordo com a nomenclatura de Hand et al. (2001).

Figura 7.7 – Variação do torque com a velocidade do vento comparando os resultados dos métodos BEM com os dados do experimento considerando o torque no eixo de baixa velocidade corrigido (LSSTQCOR) e o torque aerodinâmico estimado (EAEROTQ). O modelo de esteira livre proposto por Sant et al. (2006) também é mostrado.



Fonte: Autoria própria.

Observa-se que, em comparação ao método BEM baseado em polares 2D, a metodologia utilizando a base de dados construída a partir de simulações CFD quasi-3D melhorou a aproximação com os dados experimentais para velocidades do vento mais altas; contudo, a mesma obteve um desempenho inferior para velocidades intermediárias, possivelmente devido a características tridimensionais inerentemente presentes na pá e mal previstas utilizando o método alimentado

dessa forma. Ressalta-se que tais observações corroboram com o fato de que, em condições de elevada velocidade do vento, o ângulo de ataque tende a ser mais elevado e os efeitos rotacionais mais significativos; levar isso em consideração foi justamente o papel do modelo quasi-3D, o que justifica a melhor convergência dos resultados para velocidades mais elevadas.

Em contrapartida, com relação às medidas do LSSTQCOR, o método utilizando polares extraídas a partir dos experimentos teve um nível de concordância semelhante ao BEM baseado em dados do XFOIL para elevadas velocidades do vento, porém subestimou o torque ao invés de superestimar. Tomando o EAEROTQ como referência, o BEM baseado em dados experimentais realizou melhores previsões do que o método baseado em XFOIL e, sobretudo, em relação àquele alimentado por polares quasi-3D, apresentando, ainda, boa concordância com as previsões do modelo de esteira livre de Sant et al. (2006).

5. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Variações do método BEM foram propostas para a previsão do carregamento aerodinâmico em turbinas eólicas de eixo horizontal, de tal modo que as metodologias não apresentam modelagem empírica para correção dos coeficientes aerodinâmicos. Em vez disso, propôs-se usar uma tabela de consulta na qual os coeficientes são armazenados como funções do ângulo de ataque local, da razão entre a corda local e a posição radial, e do número de Rossby na seção.

Na primeira etapa, o método BEM foi modificado para utilizar polares geradas por simulações CFD quasi-3D, as quais intrinsecamente levaram em conta os efeitos rotacionais. Foram realizadas comparações considerando o torque gerado no eixo de baixa velocidade da turbina para diferentes valores de velocidade do vento, bem como a distribuição radial de carregamento, que mostrou possuir um erro quadrático médio normalizado inferior para o método alimentado por polares quasi-3D em relação ao método alimentado por polares 2D, principalmente em condições de elevada velocidade do vento, em que métodos semi-empíricos geralmente superestimam a previsão do carregamento aerodinâmico.

Conclui-se que, nessas condições, tal modelo foi capaz de levar em consideração os efeitos rotacionais sem depender de parâmetros empíricos e independente da geometria particular de uma pá de referência; no entanto, para

velocidades intermediárias foi observada uma piora no desempenho do método alimentado por polares quasi-3D. A causa pode ser a imprecisão das simulações URANS quasi-3D que, além da modelagem simplória do modelo URANS, soma-se as limitações intrínsecas do modelo quasi-3D, o qual não permite tridimensionalização das estruturas turbilhonares.

Na segunda etapa do trabalho, os dados para a tabela foram obtidos a partir de experimentos em túnel de vento realizado para um modelo de turbina eólica de 10m de diâmetro. Para ambas as velocidades o valor do NMSE reduziu significativamente, mas apresentou uma convergência fraca entre os resultados em seções mais próximas à ponta, sugerindo elevada sensibilidade do método numérico em relação ao número de pontos que compõem as bases de dados, bem como a variações na velocidade de operação do túnel de vento. Todavia, em comparação com uma abordagem amplamente utilizada e com o método BEM alimentado por polares quasi-3D, a segunda metodologia proposta mostrou uma melhora significativa da previsão do carregamento para velocidades do vento relativamente altas, para as quais se espera que os efeitos rotacionais sejam relevantes.

Destaca-se que simulações adicionais são necessárias para investigar o efeito do formato específico da pá e da condição operacional nos dados da tabela de consulta. No entanto, o método parece representar uma alternativa viável para contabilizar os efeitos rotacionais em cálculos BEM sem recorrer a parâmetros empiricamente ajustados nem a simulações CFD 3D, ao passo que essas agregam elevado custo computacional.

AGRADECIMENTOS

Este trabalho contou com o apoio da seguinte entidade: Processo n° #2020/10972-3, Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo (FAPESP). “As opiniões, hipóteses e conclusões ou recomendações expressas neste material são de responsabilidade do autor e não necessariamente refletem a visão da FAPESP”. Os autores também são gratos ao Dr. Scott Schreck por fornecer os dados experimentais.

REFERÊNCIAS

- BAK, J. JOHANSEN, AND P. ANDERSEN. Three-dimensional corrections of airfoil characteristics based on pressure distributions. *In: EUROPEAN WIND ENERGY CONFERENCE, 2006, Athens. Proceedings [...]. Athens: [s. n.], 2006.*
- BANGGA, G. et al. CFD studies on rotational augmentation at the inboard sections of a 10MW wind turbine rotor. **Journal of Renewable and Sustainable Energy**, [S. l.], v. 9, p. 1–28, 2017.
- BRETON, S.; COTON, F.; MOE, G. A study on rotational effect and different stall delay models using a prescribed wake vortex scheme and NREL phase VI experiment data. **Wind Energy**, [S. l.], 11:459–482, 2007.
- CHAVIAROPOULOS, P.; HANSEN, M. Investigating three-dimensional and rotational effects on wind turbine blades by means of quasi-3D Navier-stokes solver. **Journal of Fluids Engineering**, [S. l.], v. 122, p. 330–336, 2000.
- DOWLER, J.; SCHMITZ, S. A solution-based stall delay model for horizontal-axis wind turbines. **Wind Energy**, [S. l.], v. 18, p. 1793–1813, 2015.
- DRELA, M. XFOIL: An analysis and design system for low Reynolds number airfoils. *In: LOW REYNOLDS NUMBER AERODYNAMICS, 1989, Berlin; Heidelberg. Proceedings [...]. Berlin; Heidelberg: Springer, 1989. p. 1–12.*
- DU, Z.; SELIG, M. The effect of rotation on the boundary layer of a wind turbine. **Renewable Energy**, [S. l.], v. 20, p. 167–181, 2000.
- GUMA G. et al. Consistent 3D CFD and BEM simulations of a research turbine considering rotational augmentation. **Journal of Physics: Conference Series**, [S. l.], p. 1–10, 2018.
- HAND, M. et al. **Unsteady aerodynamics experiment phase VI: wind tunnel test configuration and available data campaigns**. Golden, CO: NREL, 2001. Technical report. Disponível em: <https://www.nrel.gov/docs/fy02osti/29955.pdf>. Acesso em: 19 abr. 2021.
- LEMOES, D. M.; SOUZA, D. S. Previsão de potência de eixo de uma turbina eólica através do método blade element momentum. *In: SIMPÓSIO DE MECÂNICA COMPUTACIONAL, 13., 2018, Vitória. Anais eletrônicos [...]. Vitória: [s. n.], 2018. p. 1–15.*
- MAURO, S.; LANZAFAME, R.; MESSINA, M. An insight into the rotational augmentation on HAWTs by means of CFD simulations - part II: post processing and force analysis. **International Journal of Applied Engineering Research**, [S. l.], v. 12, n. 21, p. 10505–10529, 2017.
- SANT, T.; KUIK, G. V.; BUSSEL, G. J. W. V. Estimating the angle of attack from blade pressure measurements on the NREL phase VI rotor using a free wake vortex model: axial conditions. **Wind Energy**, [S. l.], v. 9, n. 6, p. 549–577, 2006.

- SNEL, H.; HOUWINK, R.; BUSSEL, G.; BRUINING, A. Sectional prediction of 3d effects for stalled flow on rotating blades and comparison with measurements. *In: EUROPEAN COMMUNITY WIND ENERGY CONFERENCE*, 1993, Lübeck-Travemünde. **Proceedings** [...]. Lübeck-Travemünde: [s. n.], 1993.
- SOMERS, D. M. **Design and experimental results for the S809 airfoil**. Golden, CO: NREL, 1997. Subcontract report. NREL/SR-440-6918. Disponível em: <https://www.nrel.gov/docs/legosti/old/6918.pdf>. Acesso em: 19 abr. 2021.
- TAFUR, B.; DANIELE, E.; STOEVEN SANDT, B.; THOMAS, P. On the calibration of rotational augmentation models for wind turbine load estimation by means of CFD simulations. **Acta Mechanica Sinica**, 36(2):306–319, 2020.
- VITERNA, L.; CORRIGAN, R. **Fixed pitch rotor performance of large horizontal axis wind turbines**. Technical report, NASA, 1982.

CAPÍTULO VIII

INSTRUMENTAÇÃO DE SATÉLITE UNIVERSITÁRIO DE BAIXO CUSTO

LOW-COST UNIVERSITY SATELLITE INSTRUMENTATION

DOI: [10.51859/amplla.tac372.1122-8](https://doi.org/10.51859/amplla.tac372.1122-8)

Carlos Vinícius Bianchi Domingues¹
Eduardo Favatti Braschi²
Marcelo Jorge Filho³
Denilson Paulo Souza dos Santos⁴

¹ Graduando em Engenharia Aeronáutica. Universidade Estadual Paulista - UNESP - Faculdade de Engenharia de São João da Boa Vista, SP

² Graduando em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações. Universidade Estadual Paulista - UNESP - Faculdade de Engenharia de São João da Boa Vista, SP

³ Assistente de Suporte Acadêmico. Universidade Estadual Paulista - UNESP - Faculdade de Engenharia de São João da Boa Vista, SP

⁴ Professor Assistente Doutor. Universidade Estadual Paulista - UNESP - Faculdade de Engenharia de São João da Boa Vista, SP

RESUMO

Este projeto foi idealizado para ter caráter amplo com relação a aprendizagem, visando abranger áreas de eletrônica, ciência da computação, engenharia de materiais, aeroespacial e desenho mecânico, bem como aproximar o campo da pesquisa para estudantes e não estudantes de diversas escolaridades, dado seu caráter prático, tanto na idealização quanto no decorrer do projeto. O caminho traçado ao longo do projeto é mostrar seu potencial, assim como os projetos do ITASAT, e principalmente do UbatubaSat, que envolveu vários estudantes e professores ao longo de seu desenvolvimento. Vale ressaltar que as características do projeto são: baixo custo, rápido desenvolvimento, pequenas dimensões, quanto a volume e massa (por pertencer à classe dos Nano Satélites, e mais especificamente à classe dos CubeSats), além de baixo peso, o que contribui diretamente com as necessidades atuais do setor aeroespacial e de telecomunicações, as quais formam uma crescente desde meados dos anos 1960.

Palavras-chave: Sensores. CubeSat. Nanosatélites. Aeroespacial.

ABSTRACT

This project was conceived to have a broad character in relation to learning, aiming to cover areas of electronics, computer science, materials engineering, aerospace and mechanical design, as well as bringing the field of research closer to students and non-students of different schooling, given its practical character, both in the idealization and in the course of the project. The path traced throughout the project is to show its potential, as well as the projects of ITASAT, and especially of UbatubaSat, which involved several students and teachers throughout its development. It is worth mentioning that the characteristics of the project are: low-cost, fast development, small dimensions, in terms of volume and mass (because it belongs to the Nanosatellites class, and more specifically to the CubeSats class), in addition to low weight, which directly contributes with the current needs of the aerospace and telecommunications sector, which have been growing since the mid-1960s.

Keywords: Low-cost. Cubesat. Nanosatellites. Aerospace

1. INTRODUÇÃO

Desde os primórdios grandes pensadores, filósofos e contemporâneos observavam o céu o contemplando, abstraindo sobre a efemeridade da natureza, bem como tentando desvendar os segredos do universo. Mas durante o séc. XV tivemos grandes avanços sobre a ciência, criando bases para teorias e estudos modernos. A exemplo desses pensadores, podemos citar Friedrich Wilhelm Herschel (1738-1822), astrônomo e matemático, famoso por inúmeras descobertas, dentre elas podemos citar a descoberta e catalogação de um sistema binário de estrelas, um objeto até então incomum.

Com isso, ao longo dos séculos houve grandes avanços sobre os estudos astronômicos, sempre guiado por pensadores que enxergavam além das limitações impostas por seu tempo, e que constituíram os pilares fundamentais para o desenvolvimento tecnológico, como exemplo, desenvolvimento de satélites, dado que entre os cálculos realizados, temos principalmente o campo da mecânica celeste e do estudo eletromagnético envolvidos profundamente, o que faz romper novas fronteiras e o senso comum.

Tendo isso em vista o desenvolvimento da sociedade e de avanços científicos, países conhecidos como potências históricas, tal como EUA, Rússia e países do bloco europeu desenvolveram as tecnologias e invenções disruptivas, rompendo com as barreiras ante impostas à humanidade. Um meio de comprovação é a idealização e invenção do famoso avião 14-bis, por Alberto Santos Dumont, brasileiro, que realizou o primeiro voo em 23 de outubro de 1906, na França, sendo considerado o “Pai da aviação” (NAPOLEÃO, 1957), bem como podemos citar a corrida espacial desenvolvida entre EUA e Rússia, antiga União Soviética, na época denominada Guerra-Fria, a qual gerou projetos como a missão Apollo e diversos lançamentos de satélites não naturais no espaço, como o russo Sputnik-1, sendo o primeiro a ir a órbita.

Juntamente desses eventos, países ao redor do mundo passaram a enxergar a estrada para o futuro sendo pavimentada através de investimentos no setor aeroespacial, originando pesquisas e criação de órgãos e instituições voltadas a isso. A exemplo brasileiro, podemos citar a implementação do programa aeroespacial em meados dos anos 1950, dando origem ao CTA (Centro Técnico da Aeronáutica), e em meados de 1961, o Gocnae (Grupo de Organização da Comissão Nacional de

Atividades Espaciais), que hoje é chamado de INPE (Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais) (OLIVEIRA, 2009).

Com o avanço nas pesquisas e maior número de lançamentos de missões ao espaço, o processo de miniaturização e otimização espacial de componentes e estruturas passou a ser empregado, bem como na facilidade de construção e aumento da robustez dos elementos. Isso favoreceu empresas privadas e instituições como universidades a participarem do processo da corrida espacial, através do desenvolvimento de Cubesats (satélites em formato cúbico, com medidas iniciais de 10x10x10 cm, e massa de 1,33 Kg, constituindo a unidade básica 1U).

Com isso demonstramos a importância dos nanosatélites, dado que podemos direcionar os estudos e aproximar dos discentes de várias instituições e dos mais diversos graus de escolaridade (MOURA, *et al.*, 2015; SANTOS, 2011; SATO *et al.*, 2011; MOIA, *et al.*, 2019).

2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Sendo o ponto de partida para o projeto, realizou-se uma pesquisa bibliográfica [6] visando a aquisição de dados sobre os componentes utilizados no desenvolvimento da instrumentação do CubeSat, buscando principalmente Datasheets dos mesmos, podendo compreender o escopo e as limitações que o projeto estaria sofrendo, tais como taxa de aquisição de dados, tensão de funcionamento dos componentes, potência consumida e qual o tipo de protocolo de comunicação com o microcontrolador estaria sendo empregado. Também se buscou através da revisão bibliográfica compreender os mecanismos de linguagem C++ e Python, visto que a programação dos componentes estaria sendo realizada em C++, através da interface da IDE disponibilizada pela Arduino (EVANS, *et al.*, 2013) e o teste inicial de aquisição de dados foi através de desenvolvimento de Datalogger em Python.

Outro fator importante da revisão bibliográfica foi compreender o mecanismo da manufatura aditiva, utilizada para impressão da estrutura do CubeSat, dado que se deve ter boas práticas e compreensão dos diversos fatores aos quais pode-se estar sujeito.

3. AQUISIÇÃO DE MATERIAL PARA FABRICAÇÃO

Realizou-se a compra de sensores e componentes para fabricação do projeto, os quais podemos visualizar na Tabela 8.1:

Tabela 8.1 – Compras para fabricação do projeto

Módulos e Sensores	Microcontroladores	Componentes	Filamentos
Módulo Gy-273	Arduino Nano	Placa de circuito em material fenolite 7x9cm	Filamento em material PLA
Módulo Gy-280		Fios Jumpers Macho/Macho e Macho/Fêmea	
Módulo Gy-gps6mv2		Baterias recarregáveis	
Módulo Gy-521			
Módulo Hw-125			
Módulo Gy-302			
Sensor KY-003			

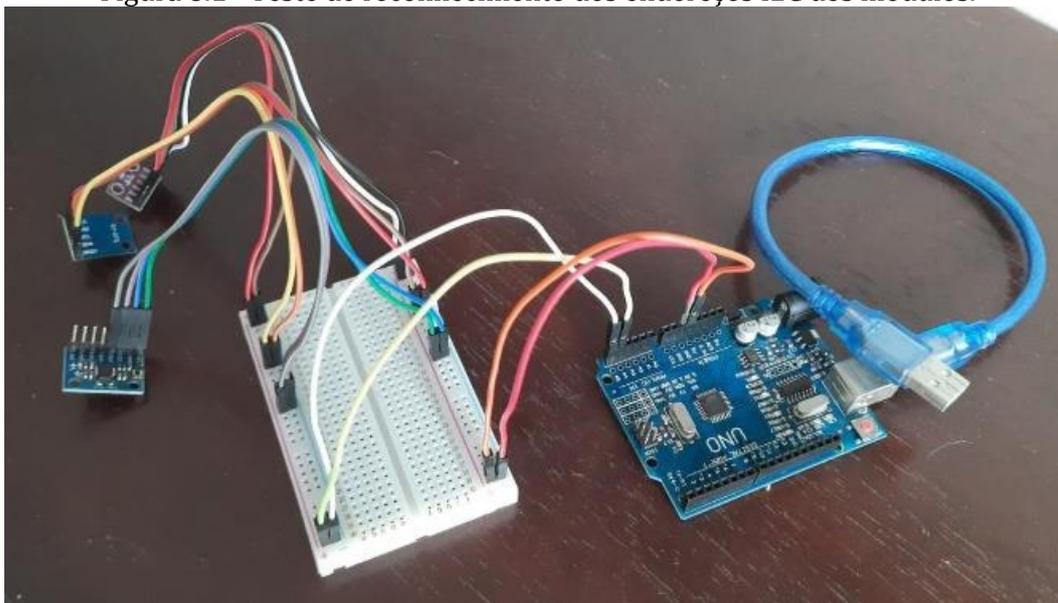
Diferentemente do que foi idealizado no início do projeto, não houve a compra e implementação de módulo de Rádio LoRa, pois essa tecnologia “Long Range” possui alcance de 3 a 4 km de distância em áreas urbanas, contudo muitas vezes não alcança mais de 2 a 3 km de distância em média (RODRIGUES, et al., 2016), devido a características de funcionamento do sensor, que utiliza a faixa de frequência de 433 MHz para estabelecer comunicação. Devido a isso, o sensor mostrou-se ineficaz para o projeto, pois a missão que levará o CubeSat fará o mesmo alcançar alturas de 18 km, podendo chegar a 50 km.

Outra mudança adotada foi a troca de placa microcontroladora “Blue Pill”, que possui IDE (Integrated Development Environment) própria, por outra do mesmo gênero, a placa de desenvolvimento Nano, da empresa fabricante, Arduino, a qual fornece diversas soluções para o nicho de desenvolvimento de pequenos sistemas. Contudo, para a fase de testes, utilizou-se outra placa de desenvolvimento da mesma empresa, a Uno CH340g com chip ATmega328P. Esse modelo possui características compartilhadas com o modelo mais conhecido, o Uno R3, contudo, possui diferenças no formato de seus chips, dado que estão em formato SMD (Surface Mounted Device), que se trata de montagem em superfície.

4. PROGRAMAÇÃO E TESTE DOS SENSORES

Utilizando a IDE da empresa Arduíno, que se trata de um intérprete de linguagem C++, realizou-se o teste dos módulos adquiridos, bem como das placas de desenvolvimento, através de auxílio de placa prototipadora, e através de código open source, adotando o seguinte arranjo visto na Figura 8.1:

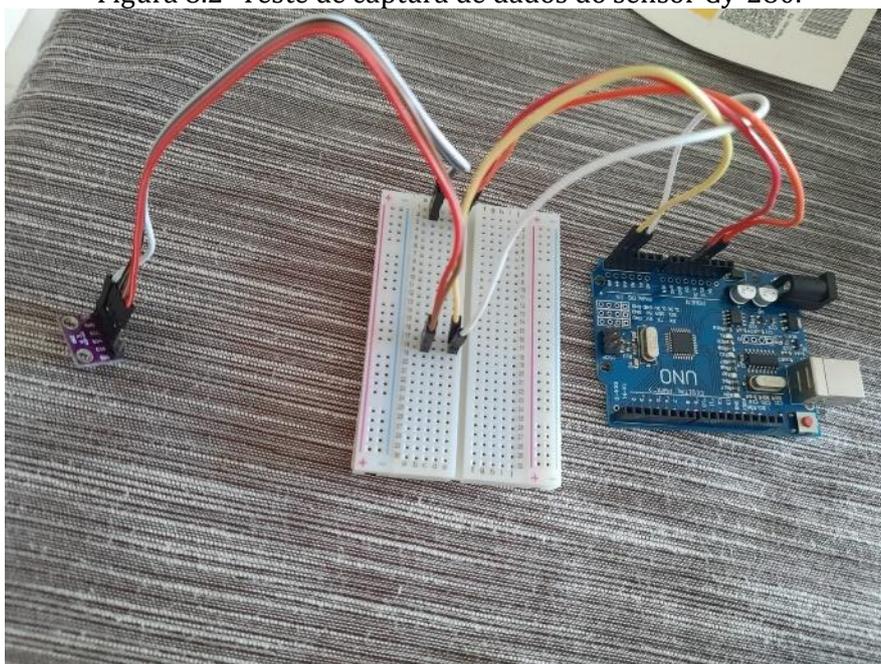
Figura 8.1 - Teste de reconhecimento dos endereços I2C dos módulos.



Fonte: Próprio autor.

Esse teste foi utilizado para reconhecimento dos endereços I2C de comunicação dos módulos, dado que desse modo garantimos que está havendo a comunicação, como também adquirimos os endereços individuais, os quais iriam auxiliar na criação do código e solução de possíveis problemas.

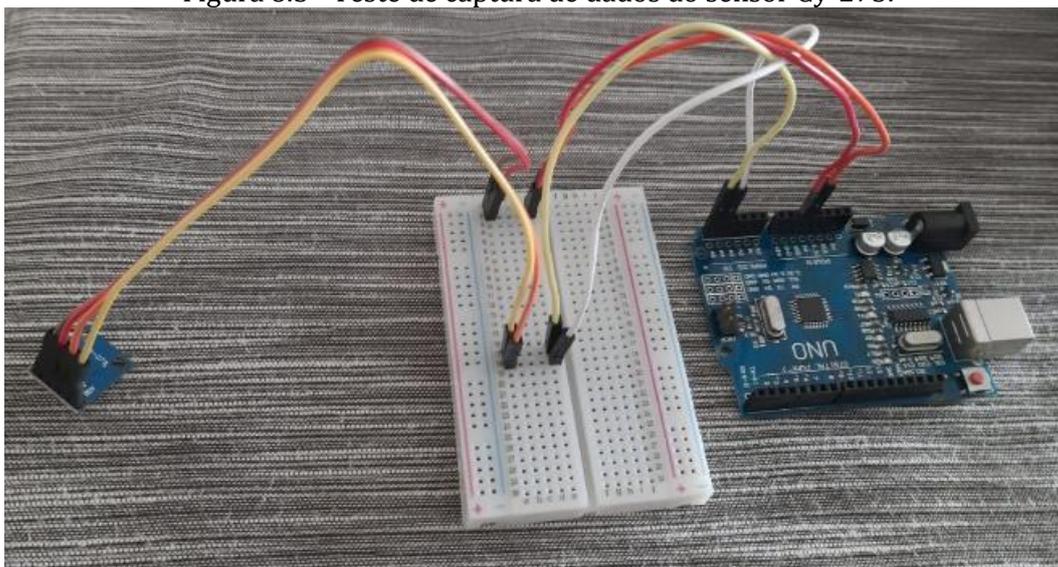
Figura 8.2- Teste de captura de dados do sensor Gy-280.



Fonte: Próprio autor.

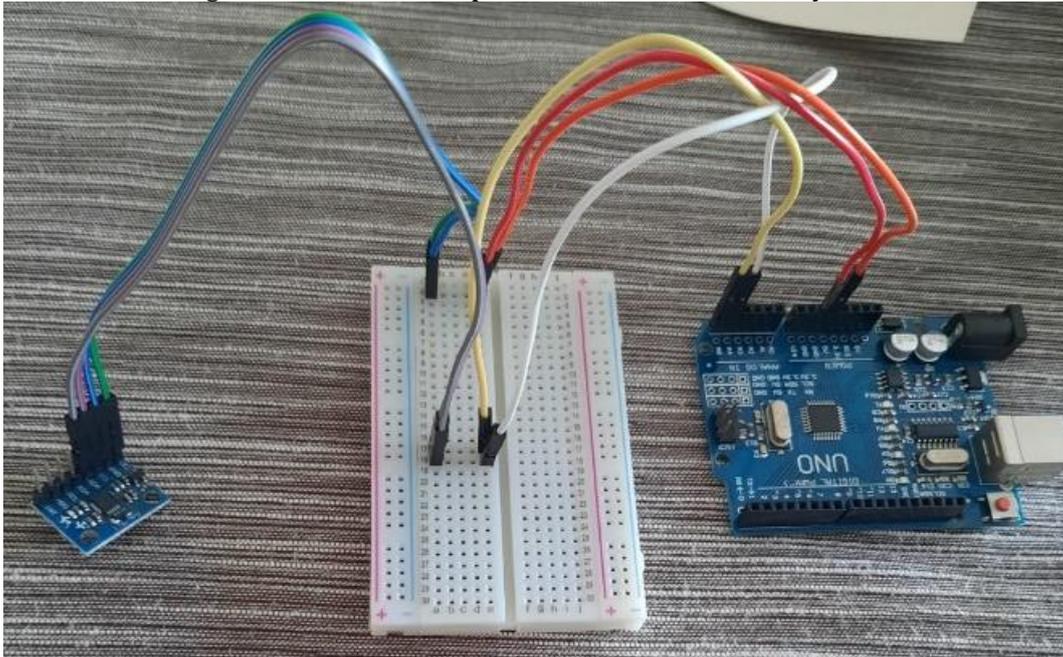
Para teste de funcionamento correto dos sistemas, complementou-se com programas auxiliares, desenvolvidos e fornecidos através de bibliotecas gratuitas pelos fabricantes dos módulos e distribuído pela IDE, o que fez criar os seguintes arranjos individuais dos sensores, vistos na Figura 8.2, Figura 8.3, Figura 8.4 e Figura 8.5, diferentemente dos citados, o módulo Gy-302 passou por testes já quando agrupado dos outros sensores em placa de circuito impresso.

Figura 8.3 - Teste de captura de dados do sensor Gy-273.



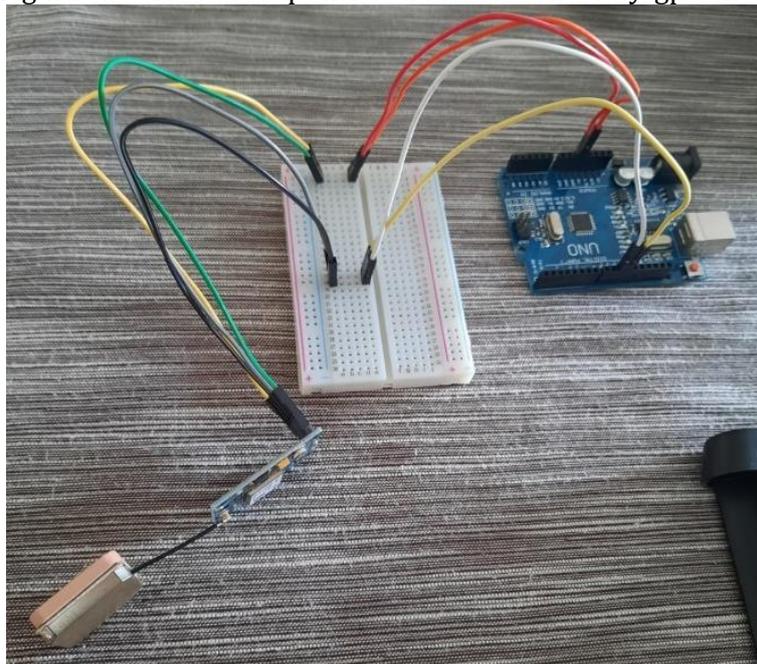
Fonte: Próprio autor.

Figura 8.4 - Teste de captura de dados do sensor Gy-521.



Fonte: Próprio autor.

Figura 8.5 - Teste de captura de dados do sensor Gy-gps6mv2.



Fonte: Próprio autor.

Após realização dos testes, detectou-se problemas de conectividade, os quais foram fáceis de serem solucionados, visto que se levantou algumas hipóteses, tais como: qualidade dos fios jumpers, conexões pouco firmes, e problemas instáveis dos módulos. Com isso, detectou-se que o problema na intermitência da comunicação deu-se por causa da qualidade dos cabos, que após substituição normalizou a troca de informações entre sensores e microcontrolador. Como o sensor KY-003 trata-se

de um sensor hall, que detecta campo magnético de forma analógica, não se definiu como preciso realizar teste de leitura, dada sua característica mais simples, bem como o protocolo de comunicação não ser o I2C, mas sim o Serial também foi fator de decisão, a exemplo de componentes que utilizam esse mesmo protocolo, pode-se citar os LEDs (Light-Emitting Diode). Há de citar também que o módulo que porta o cartão micro sd usa protocolo de comunicação SPI (Serial Peripheral Interface), sendo usado para comunicação pinos diferentes dos já usados com os outros módulos e sensores.

Ademais, podemos então perceber que devido o uso de diversos protocolos, bem como taxas de envio de dados diferentes, o sistema deve ser composto de duas placas, isolando os sensores de temperatura, pressão, campo magnético, bússola, altitude, luz, giroscópio e acelerômetro do sensor GPS, dado que os protocolos não conseguem interagir entre si, interrompendo o fluxo de informação do sistema. Soluções foram pensadas para contornar esse problema, contudo, devido o alto fluxo de dados e sua velocidade, poderia haver instabilidades no processo, prejudicando a aquisição de dados, o que fez a não integração de 2 microcontroladores haver.

Com o desenvolvimento da estruturação do código, deu-se fim a fase de testes sem o uso de Datalogger. Com isso, partiu-se para o uso de intérprete de Python, no caso, o aplicativo PyCharm. Por tratar-se de um código curto, a implementação deu-se de modo simples, o que mostra um caráter interessante, pois de extrema importância, o registrador de dados torna-se um dos principais pontos do nosso estudo, e mesmo assim, possui estrutura simples. Outro fato importante é acentuar que quando conectado ao computador, com a finalidade de aquisição de dados, o Arduino deve estar com sua IDE fechada, restando somente o script em Python aberto, dado que a comunicação não será efetivada quando ambos os intérpretes estiverem sendo usados.

Além disso, deve-se notar que há um atraso que deve ser considerado quanto a obtenção dos dados dos diversos sensores, quanto ao módulo gps, pois o mesmo possui tempo de inicialização diferente dos demais, dado que necessita efetuar comunicação com satélites locais, e somente após isso o sistema irá realizar escrita de arquivo contendo os dados capturados. Abaixo podemos visualizar na Figura 8.6 e na Figura 8.7 o script idealizado em Python e o arquivo retirado após o uso do registrador:

Figura 8.6 - Teste de script em Python para obtenção dos dados retirados dos sensores conectados ao Arduino Uno.

```
import serial
porta = "COM5"
baud = 9600
arquivo = "logger.csv"

ser = serial.Serial(porta, baud)
ser.flushInput()
print("Abrindo Serial")

amostra = 10000
linha = 0
while linha <= amostra:

    data = str(ser.readline())
    print(data)
    file = open(arquivo,"a")
    file.write(data)
    linha = linha+1
print("Final de leitura dos dados dos sensores")
file.close()
ser.close()
```

Fonte: próprio autor.

Figura 8.7 - Primeira obtenção de dados através de arquivo escrito em extensão .txt para fins de teste.

```
1, 29.12, 1011.71, 12.86, 14.18, -9.36, -7.45, 0.21, -0.53, 0.75, -48.54, -11.59, -0.79
2, 29.26, 1011.73, 12.68, 14.36, -9.00, -7.76, 0.21, -0.54, 0.76, -48.29, -12.13, -0.06
3, 29.42, 1011.75, 12.53, 14.27, -9.27, -7.35, 0.21, -0.53, 0.75, -47.62, -9.76, -0.37
4, 29.45, 1011.76, 12.45, 14.18, -9.55, -7.55, 0.21, -0.54, 0.74, -49.21, -14.27, -8.23
5, 29.48, 1011.76, 12.44, 14.36, -9.27, -7.55, 0.21, -0.54, 0.75, -44.39, -7.13, 11.28
6, 29.49, 1011.77, 12.31, 14.00, -9.18, -7.45, 0.21, -0.53, 0.75, -46.46, -11.10, 5.24
7, 29.50, 1011.75, 12.49, 14.18, -9.27, -7.45, 0.21, -0.54, 0.76, -48.23, -12.38, -0.91
8, 29.50, 1011.74, 12.58, 14.09, -9.36, -7.35, 0.21, -0.53, 0.76, -45.79, -10.98, 6.16
9, 29.51, 1011.75, 12.51, 13.82, -9.18, -7.45, 0.21, -0.54, 0.75, -44.63, -9.88, 8.60
10, 29.52, 1011.78, 12.28, 14.09, -9.36, -7.55, 0.22, -0.54, 0.75, -46.65, -14.09, -1.34
11, 29.53, 1011.79, 12.18, 14.18, -9.64, -7.45, 0.21, -0.54, 0.75, -46.04, -12.26, 1.89
12, 29.53, 1011.75, 12.47, 14.09, -9.18, -7.76, 0.22, -0.53, 0.75, -43.90, -8.84, 9.82
13, 29.54, 1011.76, 12.43, 14.36, -9.18, -7.55, 0.22, -0.54, 0.75, -50.67, -14.02, -6.83
14, 29.54, 1011.78, 12.29, 14.18, -9.18, -7.55, 0.21, -0.54, 0.74, -43.54, -8.29, 8.35
15, 29.53, 1011.76, 12.37, 14.27, -9.18, -7.45, 0.21, -0.54, 0.76, -46.65, -14.51, -0.79
16, 29.54, 1011.78, 12.24, 14.09, -9.45, -7.65, 0.22, -0.54, 0.74, -45.67, -10.55, 2.20
17, 29.55, 1011.77, 12.32, 14.27, -9.27, -7.65, 0.21, -0.54, 0.75, -44.51, -10.79, 6.46
18, 29.55, 1011.76, 12.38, 14.18, -9.36, -7.65, 0.21, -0.53, 0.75, -44.21, -9.57, 9.02
19, 29.56, 1011.76, 12.38, 14.18, -9.45, -7.45, 0.21, -0.53, 0.76, -47.80, -12.99, -0.91
20, 29.55, 1011.74, 12.60, 14.18, -9.18, -7.76, 0.22, -0.54, 0.75, -46.95, -10.55, 0.61
21, 29.56, 1011.74, 12.62, 14.18, -9.27, -7.65, 0.21, -0.53, 0.75, -46.95, -8.29, 9.27
22, 29.57, 1011.77, 12.29, 14.09, -9.36, -7.55, 0.21, -0.53, 0.75, -46.83, -10.67, 3.96
23, 29.57, 1011.77, 12.36, 14.18, -9.27, -7.55, 0.21, -0.54, 0.75, -46.28, -12.01, -0.43
24, 29.56, 1011.75, 12.49, 14.18, -9.36, -7.65, 0.21, -0.54, 0.74, -47.99, -9.45, 3.90
25, 29.57, 1011.75, 12.52, 13.91, -9.18, -7.76, 0.21, -0.53, 0.75, -42.26, -6.83, 15.98
26, 29.57, 1011.77, 12.36, 14.18, -9.18, -7.55, 0.21, -0.54, 0.75, -45.91, -12.93, 5.18
27, 29.58, 1011.76, 12.39, 14.18, -9.55, -7.76, 0.21, -0.53, 0.76, -45.37, -9.70, 2.07
28, 29.58, 1011.76, 12.43, 14.18, -9.36, -7.65, 0.22, -0.54, 0.75, -46.16, -11.77, 2.87
29, 29.58, 1011.73, 12.63, 14.36, -9.27, -7.76, 0.21, -0.54, 0.75, -47.62, -13.78, -0.98
30, 29.57, 1011.73, 12.62, 14.09, -9.27, -7.35, 0.21, -0.54, 0.75, -45.18, -8.72, 7.87
31, 29.56, 1011.75, 12.52, 14.36, -9.27, -7.65, 0.21, -0.54, 0.76, -44.76, -9.33, 7.44
32, 29.58, 1011.74, 12.54, 14.09, -9.27, -7.76, 0.21, -0.53, 0.76, -47.01, -11.16, -0.12
33, 29.58, 1011.73, 12.67, 14.18, -9.36, -7.65, 0.21, -0.53, 0.75, -47.13, -8.72, 4.27
34, 29.58, 1011.77, 12.32, 14.09, -9.09, -7.65, 0.21, -0.53, 0.74, -45.79, -10.98, 2.62
35, 29.58, 1011.75, 12.46, 14.36, -9.27, -7.35, 0.21, -0.54, 0.75, -48.35, -10.61, -2.38
36, 29.58, 1011.76, 12.38, 14.18, -9.09, -7.76, 0.21, -0.53, 0.75, -45.49, -13.05, 2.93
37, 29.58, 1011.77, 12.36, 14.18, -9.45, -7.55, 0.24, -0.56, 0.79, -46.40, -27.01, -27.44
38, 29.59, 1011.75, 12.47, 14.27, -9.00, -7.65, 0.22, -0.54, 0.74, -50.00, -8.48, 0.85
39, 29.59, 1011.75, 12.38, 14.18, -9.18, -7.65, 0.21, -0.53, 0.75, -39.27, -5.91, 21.71
40, 29.59, 1011.77, 12.31, 14.36, -9.55, -7.55, 0.22, -0.53, 0.75, -49.02, -12.74, -3.11
41, 29.60, 1011.77, 12.29, 13.82, -9.18, -7.45, 0.22, -0.53, 0.75, -43.23, -6.16, 5.18
42, 29.60, 1011.75, 12.52, 14.27, -9.27, -7.65, 0.21, -0.54, 0.76, -45.73, -13.66, 7.99
43, 29.60, 1011.76, 12.45, 14.27, -9.36, -7.86, 0.22, -0.54, 0.75, -47.50, -14.82, -4.82
44, 29.61, 1011.73, 12.62, 14.09, -9.36, -7.35, 0.21, -0.53, 0.75, -43.35, -9.82, 9.15
```

Fonte: Próprio autor.

Após finalizado com sucesso a implementação de Datalogger teste, bem como da separação dos sistemas e estruturação dos mesmos, reformulou-se os scripts idealizados para que ambos tivessem a presença da estrutura que permitiria o módulo Hw-125 capturar os dados obtidos e escrevê-los em formato .csv num cartão micro SDHC, de modo a facilitar a importação de dados para aplicativos que posteriormente seriam usados para tratamento dos dados.

5. ESTRUTURA E FORMATO DO CUBESAT

O modelo inicial foi baseado para ser construído em material PLA (Poliácido Láctico), que se trata de um polímero biodegradável, mostrando favorável a aplicação e utilização no projeto, pois trata-se de material ecologicamente correto, estando em vantagens quanto a outros materiais poliméricos utilizados em manufatura aditiva, seu desenho inicial pode ser visto na Figura 8.8:

Figura 8.8 - Versão primária da estrutura do Cubesat.



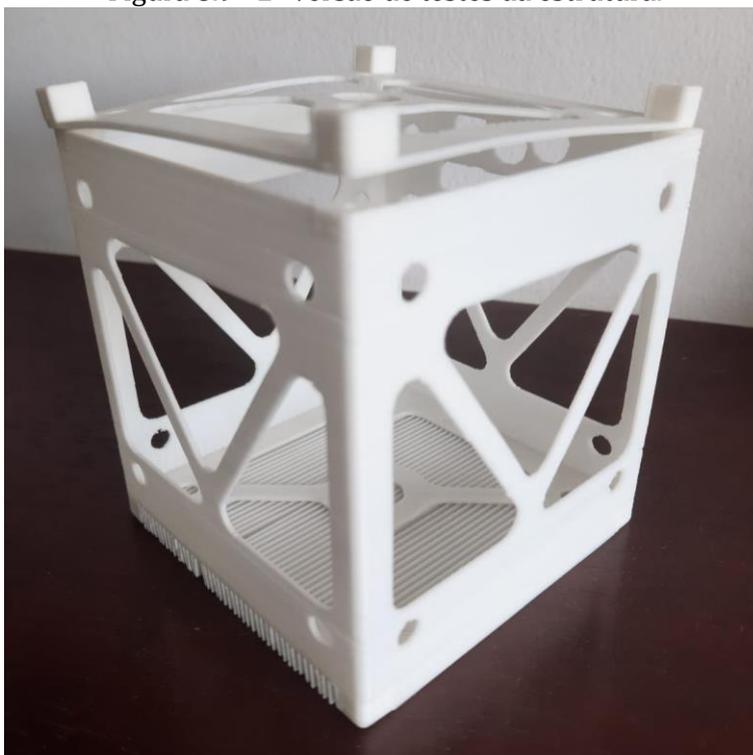
Fonte: Próprio autor.

Ademais, é importante mencionar que a manufatura aditiva mostra-se uma importante solução, além de grande ferramenta para a construção e idealização de protótipo de estruturas, pois utilizando modelos desenhados em softwares de CAD, pode-se imprimir as estruturas desejadas. O processo de construção dos objetos se dá através da deposição de material fundido, por fonte de calor, no caso, Thermistor,

podendo o material estar em forma de fio, resina ou pó. No caso de resina, a mesma é solidificada através do uso de raios ultravioletas, sendo um processo diferentes dos demais. Para o projeto em particular, foi utilizado impressora 3d de filamento.

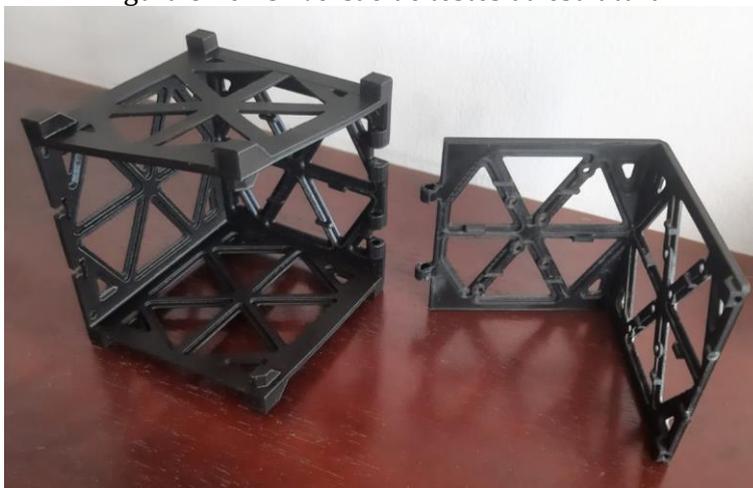
Como modelos propostos para serem a estrutura do CubeSat, testou-se 3 configurações diferentes, de modo a obter no final do processo a melhor configuração, atendendo às necessidades do projeto. A Figura 8.8, a Figura 8.9 e a Figura 8.10 mostram os diferentes formatos escolhidos para avaliação:

Figura 8.9 - 2ª versão de testes da estrutura.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 8.10 - 3ª versão de testes da estrutura.

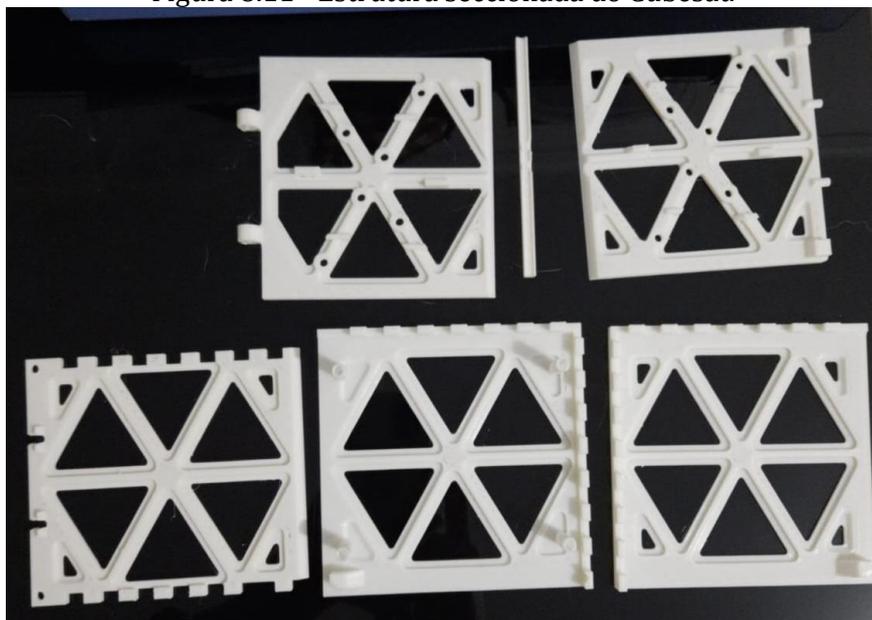


Fonte: Próprio Autor.

Com os testes realizados sob mesmas configurações, bem como observando a configuração que melhor atendia o projeto, devido à disposição dos componentes internos, e que garantisse um invólucro seguro, optou-se pela terceira versão de testes.

Após isso, decidiu-se alterar a estrutura para que pudesse gastar uma menor quantidade de filamento, bem como a introdução de pilares de sustentação devido às características das placas de fenolite utilizadas, com isso a estrutura foi seccionada, sendo possível visualizar a nova impressão na Figura 8.11:

Figura 8.11 - Estrutura seccionada do Cubesat.



Fonte: Próprio autor.

Além disso, vale ressaltar que para a estrutura finalizada houve calibração de impressão, ou seja, foi realizado testes de impressão em menor escala através de peça de calibração padrão viabilizada pelo software de impressão utilizado, chegando nas seguintes definições de impressão que podem ser visualizadas na Tabela 8.2 e na Tabela 8.3:

Tabela 8.2 - Configurações de impressão para o filamento utilizado na impressão final.

Quality	Walls	Top/Bottom	Infill
Layer Height = 0.2mm	Wall Line Count = 3	Top/Bottom Thickness = 0.8 mm	Infill Density = 20%
Initial Layer Height = 0.2 mm		Top Layers = 3	Infill Pattern = Grid
		Bottom Layers = 3	
		Top/Bottom Pattern = Zig Zag	

Tabela 8.3 - Configurações de impressão para o filamento utilizado na impressão final.

Material	Build Plate Adhesion
Printing Temperature = 215°C	Build Plate Adhesion Type = Skirt
Build Plate Temperature = 60°C	Skirt Line Count = 3
Flow = 108%	Skirt Distance = 10 mm
Top/Bottom Flow = 112%	

Após os testes realizados e configuração de impressão corrigida pode-se observar as seguintes características: rigidez e robustez da impressão, o que mostrou a opção adotada como material para a impressão, ótima, além de grande adesão à mesa de impressão, evitando desse modo perda na fabricação e confecção das peças. Também pode-se notar que as impressões não necessitaram de suporte, mesmo possuindo a área de dobradiça.

Após impressão, testou-se os encaixes e o posicionamento dos pilares de sustentação das placas com os componentes. O encaixe das peças estruturais mostrou-se do tipo ajuste com interferência, pois o material dilatou-se durante a impressão, contudo, o efeito veio a contribuir para a rigidez, mostrando-se benéfico ao fim.

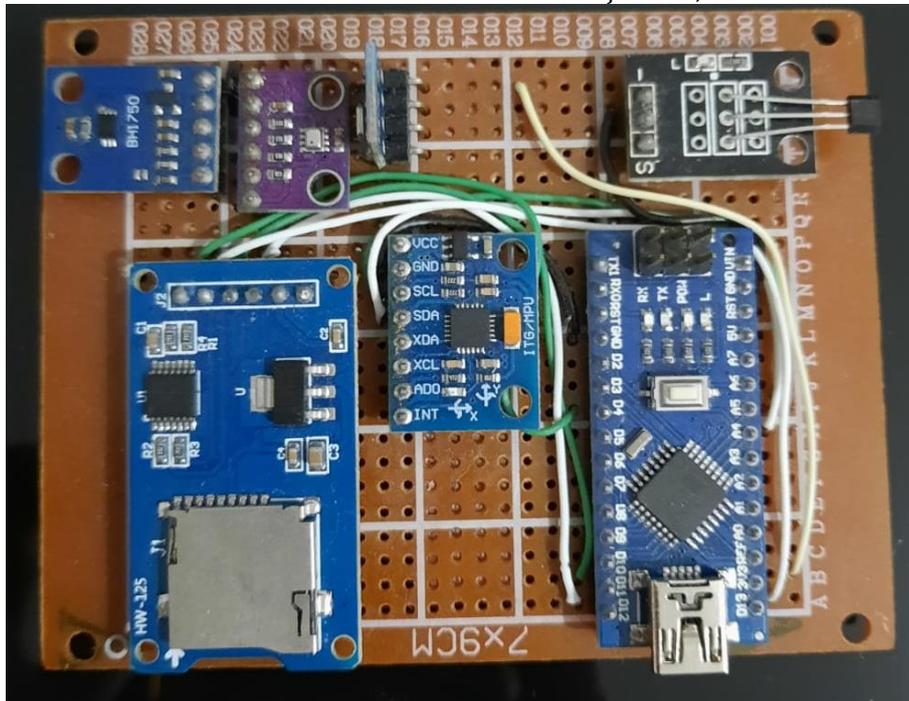
Ao final do processo, obteve-se uma estrutura confiável e eficaz, reafirmando o potencial da manufatura aditiva no projeto.

6. CONFECÇÃO DAS PLACAS DO CUBESAT

Após finalizada as etapas de programação e impressão da armação do nanosatélite, partiu-se para confecção das placas que comportariam os componentes eletrônicos do projeto, e para tal teve-se preocupação com os seguintes itens: Disposição dos componentes eletrônicos de modo a promover que o módulo contendo o sensor hmc-5883L estivesse no centro da placa, dado que trata-se do sensor giroscópio e acelerômetro, também deveria ter o sensor Gy- 203 em uma das pontas, para que conseguisse capturar variações em incidência de luz na placa e as entradas do módulo Hw-125 e do Arduino Nano para as bordas da placa, de modo

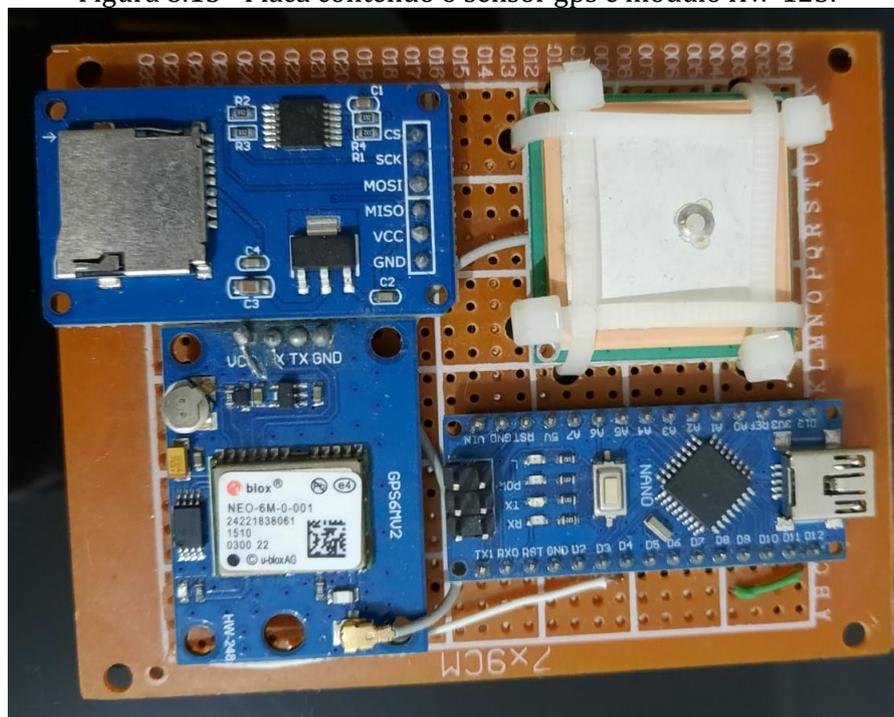
que a retirada do cartão micro SDHC fosse facilitada, bem como a entrada de energia fosse de fácil acesso, logo chegou-se nas seguintes configurações, sendo observadas na Figura 8.12 e na Figura 8.13:

Figura 8.12 - Placa contendo os sensores com comunicação I2C, Serial e módulo Hw-125.



Fonte: Próprio autor.

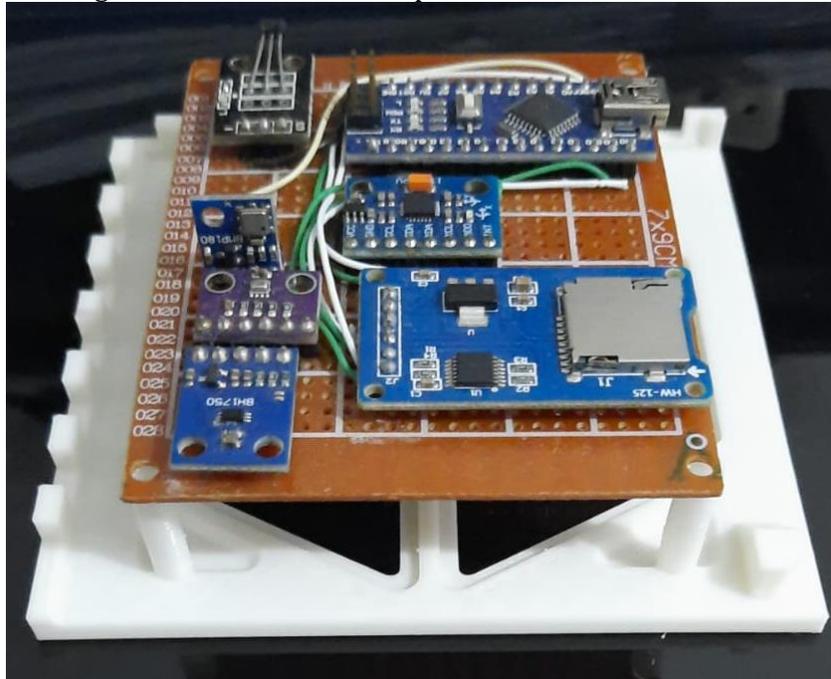
Figura 8.13 - Placa contendo o sensor gps e módulo Hw-125.



Fonte: Próprio autor.

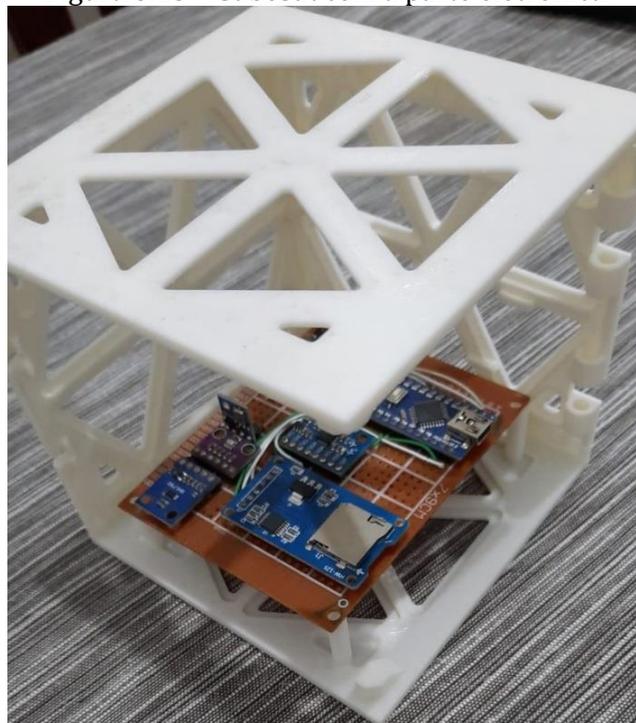
Após, foi realizado teste de encaixe com os pilares construídos no modelo em 3d, para visualizar possíveis correções que necessitassem, contudo, as medidas se mostraram corretas, sendo possível visualizar na Figura 8.14 e na Figura 8.15.

Figura 8.14 - Encaixe entre placa e estrutura do CubeSat.



Fonte: Próprio autor.

Figura 8.15 - CubeSat com a parte eletrônica.



Fonte: Próprio autor.

7. CONSIDERAÇÕES FINAIS

O desafio de construir um protótipo de um CubSat mostrou-se uma ferramenta de aprendizado bastante útil, atuando em diversos temas como manufatura aditiva com impressão 3D, eletrônica, programação de sensores, Arduino e manufatura de placas de prototipagem.

AGRADECIMENTOS

Agradecemos ao CNPQ, pelo apoio a pesquisa (Bolsa PIBIC CNPQ #2499/2021) e ao CEPIMATE.

REFERÊNCIAS

- NAPOLEÃO, A. Santos-dumont e a conquista do ar. Brasiliense, Ed.Nacional, 1957.
- OLIVEIRA, F. de. Brasil - China - 20 Anos de Cooperação Espacial: CBERS O Satélite da Parceria Estratégica. [S.l.]: Editora Cubo, 2009.
- MOURA, C. O. de; TIKAMI, A.; SANTOS, W. A. D. Ubatubasat—a roadmap from public brazilian schools towards knowledge. 30th ISTS & 6th NAST, 2015.
- SANTOS, W. A. D. et al. Space education and public outreach for aerospace engineering in a brazilian perspective. In: 28th International Symposium on Space Technology and Science, Japan. [S.l.: s.n.], 2011.
- SATO, L. H. S.; YAMAGUTI, W.; FERNANDES, D. Itasat-1: uma proposta de continuidade do sistema brasileiro de coleta de dados ambientais. Proceedings of the XV Simpósio Brasileiro de Sensoriamento Remoto, Curitiba, Brasil, 2011.
- NEWBY, B. Electronics for Student Engineers. Butterworth Heinemann, 1996. ISBN 9780750621441.
- EVANS, M.; NOBLE, J.; HOCHENBAUM, J. Arduino em Ação. Novatec Editora, 2013. ISBN 9788575223734.
- RODRIGUES, G. S. L. et al. Desenvolvimento de interface de usuário api embarcada para avaliação de desempenho de transceiver rf com tecnologia lora tm. Universidade Federal de Campina Grande, 2016.
- MOIA, G. P., SANTOS, D. P. S.; FORMIGA J. K. S.. Tension force in nanosatellite tethers systems [Periódico] , Journal of Physics: Conference Series. IOP Publishing, 2019. - Vol. 1365. - p. 012010.

CAPÍTULO IX

ANÁLISE EVOLUTIVA DE AERONAVES DA AVIAÇÃO GERAL

EVOLUTIONARY ANALYSIS OF GENERAL AVIATION AIRCRAFT

DOI: 10.51859/amplla.tac372.1122-9

Leandra Isabel de Abreu ¹

Felipe Pinheiro ²

Rafael Rodrigues Megiolaro ³

Luiz Augusto Camargo Aranha Schiavo ⁴

^{1,4} Professor Assistente Doutor. Universidade Estadual Paulista – UNESP – Faculdade de Engenharia de São João da Boa Vista, SP

^{2,3} Graduando em Engenharia Aeronáutica. Universidade Estadual Paulista – UNESP – 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 e bimotores à pistão. O impacto econômico que estas aeronaves geram e o crescimento da frota mundial são expressivos. O presente trabalho analisa aeronaves da aviação geral concebidas entre as décadas de 1970 e 2010 e faz estudos paramétricos e comparativos a fim de estudar os parâmetros de performance e identificar tendências. Fazendo uso dos manuais de voo das aeronaves, foi possível extrair dados e realizar estimativas para os parâmetros de desempenho desejados. Esses resultados apontaram tendências de aumento de velocidade de cruzeiro, aumento de consumo de combustível e diminuição da distância por consumo para as aeronaves monomotoras pistão e diminuição da velocidade de cruzeiro, diminuição de consumo de combustível e aumento da distância por consumo das aeronaves bimotoras à pistão.

Palavras-chave: Aviação Geral. Desempenho de Aeronaves. Métodos Comparativos.

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 and twin-engine piston aircraft. The economic impact that these aircraft generate, and the growth of the world fleet are expressive. This work analyzes general aviation aircraft conceived between the 1970s and 2010 and makes parametric and comparative studies in order to study the performance parameters and identify trends. Using the aircraft flight handbooks, it was possible to extract data and make estimates for the desired performance parameters. These results pointed to trends of increased cruise speed, increased fuel consumption and decreased distance due to consumption for single-engine piston aircraft and decreased cruise speed, decreased fuel consumption and increased distance due to consumption of twin-engine piston aircraft.

Keywords: General Aviation. Aircraft Performance. Comparative Methods.

1. INTRODUÇÃO

O termo “Aviação Geral” é empregado pela Organização da Aviação Civil Internacional (OACI, ou ICAO, do inglês) para designar as aeronaves, sejam de asa fixa ou rotativa (aviões ou helicópteros), independente de seu tamanho e capacidade, exceto as militares e as de linhas aéreas comerciais. Portanto, nessa categoria estão inclusas as aeronaves esportivas, de passeio pessoal, de instrução, de natureza executiva, de aplicação agrícola, de serviço aéreo especializado sem o transporte de pessoas e as experimentais.

A indústria da aviação geral é crescente e está cada vez mais presente nas contribuições financeiras globais, na geração de empregos, na mobilidade de pessoas e bens, no avanço da tecnologia e no treinamento de pilotos. Sua importância é tanta, que todos os pilotos que escalaram a profissão até a posição de piloto comercial ou mesmo militar, passaram por instrução e experiência em aeronaves da Aviação Geral durante o acúmulo de horas de voo. Os benefícios para a sociedade estão presentes em diversas áreas, como na agricultura, com o impacto direto na produção de alimentos e sua qualidade, no transporte de enfermos e órgãos através dos serviços médicos de emergência, no combate a incêndios, no acesso de áreas remotas sem acesso terrestre e tantos outros.

O impacto dessas aeronaves como ferramenta de acessibilidade a lugares com poucos recursos terrestres de locomoção é notável. Segundo a *General Aviation Manufacturers Association* (GAMA), no ano de 2019, nos Estados Unidos, existiam cerca de 4000 pistas pavimentadas disponíveis para aviões civis das quais menos de 500 permitiam a operação de aeronaves comerciais de grande porte e na Europa a frota de aviões da aviação geral podia operar em mais de 4000 aeroportos. Para evidenciar o tamanho dessa indústria e de seu impacto na sociedade e na economia, o presente estudo buscou por dados estatísticos e financeiros das contribuições exercidas pela aviação geral nos Estados Unidos, país com a maior frota operacional.

De acordo com a *General Aviation News*, no ano de 2019, as vendas de aeronaves da aviação geral movimentaram U\$27,8 bilhões. Já no ano de 2020, com o impacto da pandemia global de Covid-19, as vendas movimentaram U\$22,8 bilhões. A demanda foi decrescente, porém a categoria de aeronaves menos afetada foi a de aeronaves à pistão. De acordo com GAMA, em 2019, a fabricante de

aeronaves *Cirrus Aircraft*, domina o mercado dos monomotores à pistão com o maior número absoluto de vendas desde o ano de 2013.

Segundo o Registro Aeronáutico Brasileiro (RAB), no Brasil, nos dados de 2020, constavam 22.409 aeronaves registradas no sistema. Dessas, a aviação geral é caracterizada pela quantidade total de aeronaves menos o Transporte Público Regular (TPR), resultando em 21.767 aeronaves. O Brasil é o país com a segunda maior frota de aviação geral do mundo, apenas atrás dos Estados Unidos.

De acordo com o FAA, no ano de 2017, somente nos Estados Unidos, 209 milhões de galões de AVGAS foram consumidos por aeronaves da aviação geral. A demanda por combustível de aviação é crescente, assim como o preço internacional do petróleo, segundo a CNN Brasil. Esse fator, adicionado às medidas ambientais que estão sendo adotadas pelos países, inspira a busca pelo projeto de aeronaves mais econômicas, de baixo consumo horário ou mesmo elétricas, que não dependem da flutuação do valor do petróleo para operar.

Assim, o principal objetivo deste trabalho é elaborar uma base de dados de aeronaves da aviação geral, monomotoras e bimotoras, separadas pelos tipos de motores, à pistão e turboélice, que foram fabricadas entre as décadas de 1970 à década de 2010, a fim de analisar as tendências históricas dessas aeronaves, de acordo com a tecnologia de cada época. Esse estudo tem por finalidade analisar tendências e auxiliar na estimativa de parâmetros iniciais de desempenho durante a fase conceitual de um projeto aeronáutico, para desenvolvimento de aeronaves mais competitivas no mercado atual.

2. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

O projeto de aeronaves consiste em integrar muitas variáveis de diversas áreas como aerodinâmica, desempenho, estruturas, propulsão, entre várias outras, para obter-se um produto, a aeronave, que cumpra todos os requisitos da missão e atenda às normas de certificação de onde será operada. Todo esse processo do desenvolvimento de uma aeronave é bastante complexo, portanto, com o intuito de introduzir uma sequência lógica, padronizada e com validação de sua funcionalidade, diversos autores como RAYMER (2012), ROSKAM (1985), VANDAELE (1959), KOVACS (1986), BARROS (2001), STINTON (1983), TORENBEEK (1976), entre outros, escreveram suas próprias metodologias de

projeto aeronáutico aplicando uma sequência que ao longo do tempo se mostrou eficaz e satisfatória para os projetistas. Suas metodologias possuem aspectos gerais muito semelhantes, apesar de pequenas características e considerações serem diferentes, a depender da categoria da aeronave que se está projetando.

Durante o desenvolvimento de uma aeronave, é essencial que o projetista tenha base quantitativa para realizar suas estimativas de projeto. Durante o projeto conceitual, os autores RAYMER (2012) e ROSKAM (1985) se referem a essa fase como *Preliminar Sizing*, pois é o momento em que os cálculos dos parâmetros básicos da aeronave são realizados. Nessa fase é estimado o tamanho do avião, é realizada a estimativa inicial de seu peso e sua potência do motor. Esses resultados guiam os projetistas no desenho da aeronave, no seu dimensionamento estrutural das asas, do trem de pouso, tanques de combustível e servirá de base para escolha do grupo motopropulsor existente no mercado.

Segundo BARROS (2001), os avanços tecnológicos que seguem os fatores de novas concepções, de continuidade de padrões existentes, de introdução de novos conhecimentos na indústria aeronáutica, de novos materiais e técnicas de fabricação, fazem parte de um processo evolutivo contínuo que tende a se tornar cada vez mais complexo à medida em que a tecnologia avança.

Dentro de um mercado competitivo, sobressai-se quem apresentar um projeto mais eficiente e viável quando comparado com o dos concorrentes. Por esses motivos, ROSKAM (1985) compilou os dados históricos de aeronaves de sua época e os apresentou em sua metodologia de projeto, promovendo um ponto de partida para as estimativas de parâmetros de uma nova aeronave a ser projetada.

2.1. MÉTODOS COMPARATIVOS

Seguindo a metodologia de Métodos Comparativos proposta por BARROS (2001), pode-se organizar as informações coletadas das aeronaves da seguinte maneira: Fichas Técnicas; Tabela Comparativa; Gráficos Lineares; Gráficos Paramétricos.

Com o objetivo de estimar parâmetros ou pontos iniciais para um novo projeto, estudam-se fichas técnicas de aeronaves existentes para obter dados de interesse com a finalidade de montar uma base de dados para uma missão específica.

Com este objetivo, de acordo com BARROS (2001), é conveniente a elaboração de tabelas comparativas, gráficos, fichas ou quaisquer comparações visuais dos parâmetros presentes em uma série de aeronaves selecionadas para serem analisadas. Dentro desses parâmetros, as características básicas geométricas e construtivas devem estar presentes: dimensões, áreas, pesos, parâmetros de desempenho, perfis aerodinâmicos, potência e modelo do motor, material de construção e outros.

A análise de tendências pode levar a adoção de parâmetros que melhoram alguns aspectos da aeronave, como seu desempenho, custo operacional, ergonomia ou mesmo da aparência da aeronave. Por esse motivo, neste trabalho utiliza-se essa abordagem dos Métodos Comparativos descritos em BARROS (2001) para analisar as tendências evolutivas das aeronaves da aviação civil, começando pela elaboração de fichas técnicas e montagem de uma tabela comparativa desses aviões através da base de dados. Gráficos lineares e paramétricos serão utilizados para melhor entendimento e comparação dos resultados. Portanto essa metodologia de estudos comparativos será de grande importância para o presente trabalho.

3. METODOLOGIA DE OBTENÇÃO DOS DADOS

Os Manuais de Operação do Piloto (POH, em inglês - *Pilot's Operation Handbook*) são confeccionados segundo as normas FAR 23 em suas Seções §23.1581 ao §23.1589, a publicação técnica para o POH "*Specification N.01*" da Associação de Fabricantes de Aeronaves da Aviação Geral e seguindo os métodos estatísticos de redução de dados sugeridos pela norma AC 23-8C. Portanto, esses dados apresentados nos manuais correspondem a um levantamento estatístico realizado pelo fabricante durante a campanha de ensaios em voo e certificação e apresentam alto grau de confiabilidade. Um POH por si só, dependendo da avaliação da FAA, pode constituir o manual de voo e operação de uma aeronave.

Para obter os parâmetros das aeronaves aqui estudadas, obtiveram-se os POHs das aeronaves que estão apresentadas na próxima seção e para o caso de cada aeronave em particular, estudou-se suas características contidas no manual.

Na primeira seção do POH, denominada de "Características Gerais", são encontrados os seguintes parâmetros: dimensões gerais; desenho em 3 vistas; área alar; motorização e potência; características da hélice e seu diâmetro; MTOW – peso

máximo de decolagem; peso vazio; peso de combustível usável; carga alar; relação peso potência.

Dispondo da envergadura e da área alar, é possível calcular a razão de aspecto, também chamada de alongamento, propriedade que afeta diretamente o arrasto induzido da aeronave e a inclinação da curva do coeficiente de sustentação pelo ângulo de ataque (curva $C_L \times \alpha$) e influencia diretamente na performance e na estabilidade da aeronave.

Na seção 5 do POH, denominada de “Performance”, são descritos os dados de performance da aeronave para diferentes configurações de peso e atmosfera. Os parâmetros de interesse nesse estudo são as velocidades de estol e os dados de performance em cruzeiro.

A performance em cruzeiro é descrita em função do peso da aeronave, da altitude, da condição atmosférica, do RPM, da potência ou torque do motor e os parâmetros de interesse são a velocidade verdadeira (KTAS) e o consumo de combustível, que para aeronaves à pistão é em galões americanos por hora (GPH) e para aeronaves turboélice é em libras por hora.

O consumo horário de aeronaves à pistão é dado por unidade de galões americanos por hora, ou seja, $GPH = \text{Gal}/h$. O consumo específico (SFC) é o dado por unidade de massa de combustível (em libras) gasta por hora, para cada hp de potência do motor (ROSKAM, 1985), ou seja, $SFC = \text{lb}/h.\text{hp}$. Segundo GUDMUNDSSON (2013), a densidade do combustível das aeronaves à pistão (AVGAS) é de 6 lb/Galão.

Um parâmetro de grande interesse por parte de quem opera uma aeronave é o quanto se consome em galões por milha náutica (NMPG), para poder estabelecer uma relação de eficiência energética e de custo operacional. Para isso, dividiu-se a velocidade verdadeira de voo pelo consumo em galões por hora, resultando no parâmetro de interesse, dado por $NMPG = \text{NM}/\text{Gal}$.

4. RESULTADOS E DISCUSSÕES

4.1. AERONAVES SELECIONADAS

Nesta seção serão listadas as aeronaves selecionadas de acordo com as categorias estudadas: aeronaves monomotoras e bimotoras à pistão. A escolha das aeronaves foi baseada na sua participação nas frotas mundiais, número absoluto de aeronaves voando, categorias e missões equivalentes e disponibilidade de manuais.

Algumas aeronaves diferem em características e missões trazendo desvio de média aos resultados obtidos, mas seus dados são de grande importância na composição do presente trabalho.

Aeronaves monomotoras à pistão: Cirrus SR-20; Cirrus SR-22; Cessna 172SP; Cessna T182; Cessna 206 Turbo; Bonanza G36; Mooney M20TN; Mooney M20J; Socata TB20; Piper Warrior III; Diamond DA-40;

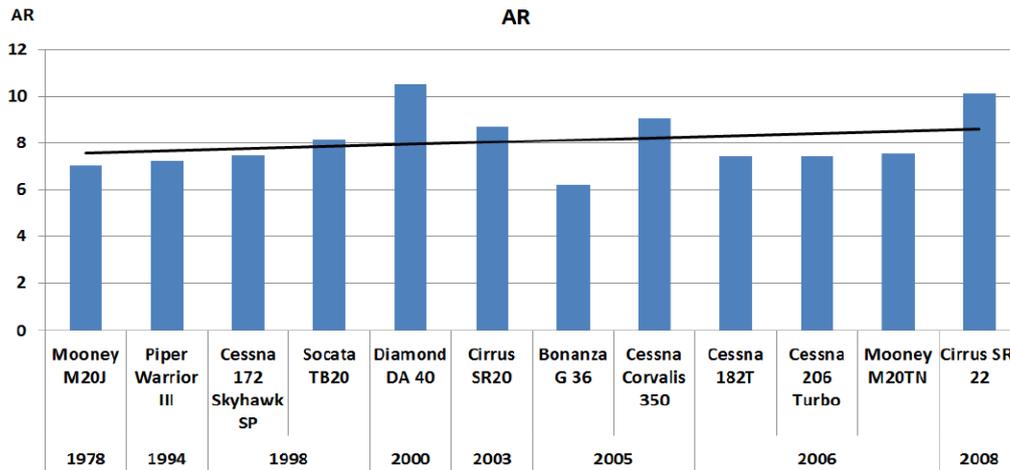
Aeronaves bimotoras à pistão: Vulcanair P-68C; Piper Navajo PA-31-325; Diamond DA-42; Diamond DA-62.

4.2. ANÁLISE DAS AERONAVES MONOMOTORAS À PISTÃO

Fazendo uso do contexto histórico, os gráficos foram gerados para a visualização das tendências dos parâmetros de acordo com o ano de início de fabricação de cada modelo de aeronave estudada e de acordo com sua categoria quanto ao número e tipo de motores. Nos gráficos de barras, utiliza-se o recurso de exibição de tendência linear para auxiliar na análise de tendência dos parâmetros estudados. Cada análise possui comentários pertinentes sobre seu meio de obtenção, objetivo e resultado.

O primeiro resultado, ilustrado pela Figura 9.1, exhibe a razão de aspecto das aeronaves. É visto um crescimento na razão de aspecto das aeronaves ao longo do tempo. Dentre as possíveis razões para compreender essa tendência, é possível correlacionar que quanto maior a razão de aspecto das asas das aeronaves, menor é a parcela do arrasto induzido. Essa tendência pode ser uma busca por projetos mais eficientes e com menor arrasto induzido. Uma tecnologia notável que permitiu essa característica é a técnica de construção de estruturas aeronáuticas com material compósito.

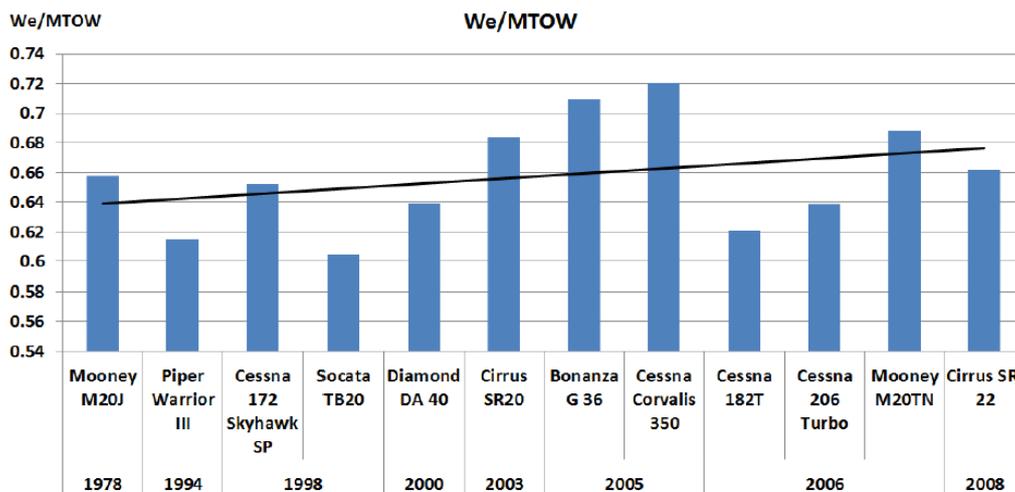
Figura 9.1 – Razão de Aspecto dos Monomotores à Pistão



Fonte: Autoria própria.

O segundo resultado, ilustrado pela Figura 9.2, exibe a relação entre o peso vazio e o peso máximo de decolagem das aeronaves. Este parâmetro indica o percentual do peso vazio em relação ao peso máximo de decolagem. É observado um crescimento deste parâmetro, indicando que as aeronaves tiveram seu peso vazio aumentado ao longo dos anos, tendo assim sua capacidade de levar carga útil decrescida. Nota-se que as aeronaves Cessna 182T e Cessna 206 Turbo possuem relativamente os menores valores deste parâmetro para as aeronaves mais recentes. Isto indica que são aeronaves que levam mais carga útil em relação às demais.

Figura 9.2 – Peso Vazio/Peso Máximo de Decolagem dos Monomotores à Pistão



Fonte: Autoria própria.

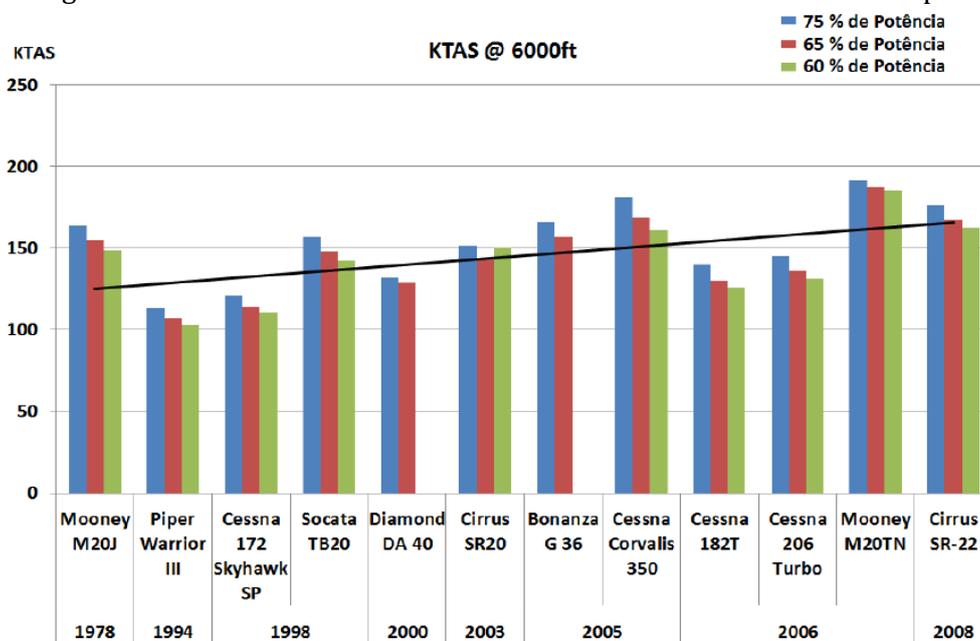
Analisando as potências disponíveis para as aeronaves e sabendo que usualmente considera-se a condição de potência em cruzeiro normal entre 65% e

75% da potência total do motor (ROSKAM, 1985), determinou-se que a análise das velocidades de cruzeiro das aeronaves à pistão seria no nível de voo de 6000 pés, pois é uma altitude onde tanto as aeronaves aspiradas à pressão atmosférica quanto sobrealimentadas entregam esta faixa de potência.

Para análise em condição de cruzeiro, estudou-se o consumo horário a 75%, 65% e a 60% de potência, as respectivas velocidades, o consumo específico de combustível, o parâmetro de eficiência de consumo em milha náutica por galão e a distância percorrida por galão e passageiro para cada condição.

O terceiro resultado, ilustrado pela Figura 9.3, é a velocidade de cruzeiro a 75%, 65% e 60% de potência, respectivamente, a 6000 pés de altitude. Conforme evidenciado na Figura 9.3, há uma tendência do aumento da velocidade de cruzeiro das aeronaves. As técnicas discutidas anteriormente corroboram com este resultado, aumentando a razão de aspecto das asas se diminui o arrasto induzido, utilizando de trem de pouso retrátil ou uma estrutura lisa em material compósito se diminui o arrasto parasita, dessa forma, promovendo menor arrasto total à aeronave e maior velocidade de voo em cruzeiro.

Figura 9.3 – Velocidade de Cruzeiro dos Monomotores à Pistão a 6000 pés

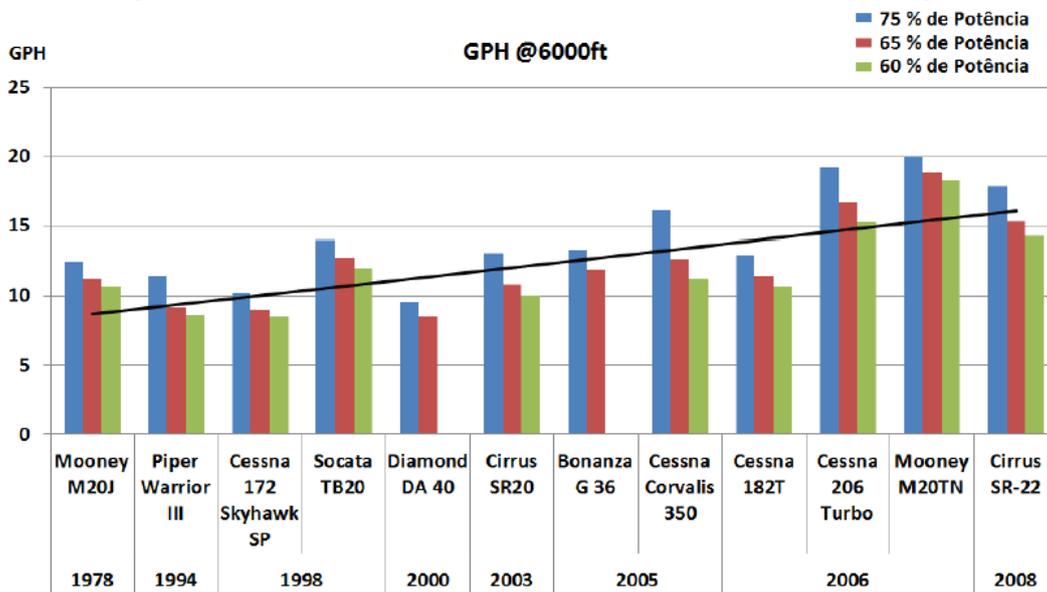


Fonte: Autoria própria.

O quarto resultado, ilustrado pela Figura 9.4, é o consumo horário a 75%, 65% e 60% de potência, respectivamente, a 6000 pés de altitude. Nota-se um aumento do consumo absoluto de combustível ao longo dos anos. As aeronaves

monomotoras à pistão passaram a consumir mais combustível para voar em maiores velocidades de cruzeiro.

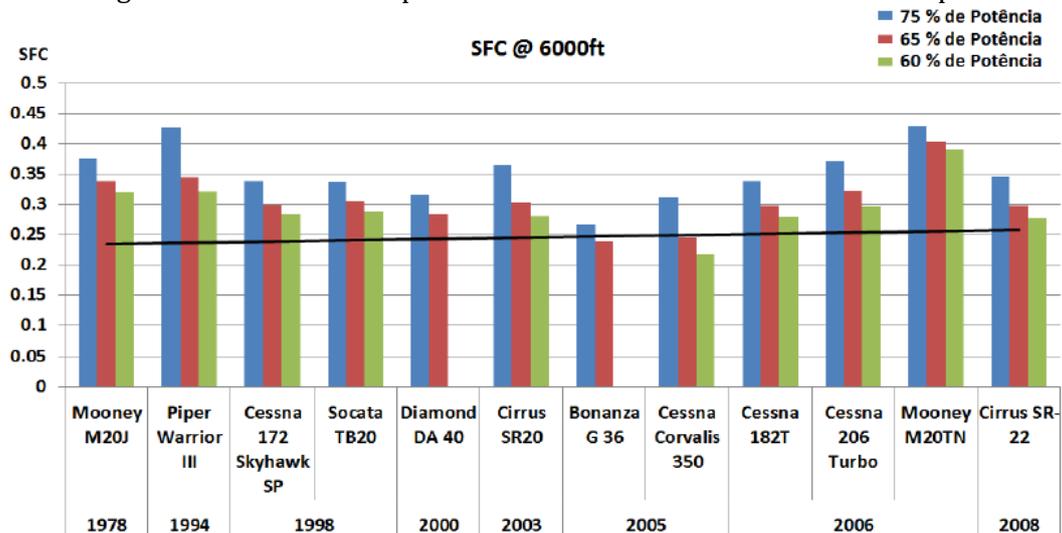
Figura 9.4 – Consumo Horário dos Monomotores à Pistão a 6000 pés



Fonte: Autoria própria.

O quinto resultado, ilustrado pela Figura 9.5, é o consumo específico a 75%, 65% e 60% de potência, respectivamente, a 6000 pés de altitude. Conforme evidenciado na Figura 9.4, o consumo absoluto aumentou, mas com o aumento da potência dos motores, a tendência do consumo específico foi praticamente constante.

Figura 9.5 – Consumo Específico dos Monomotores à Pistão a 6000 pés

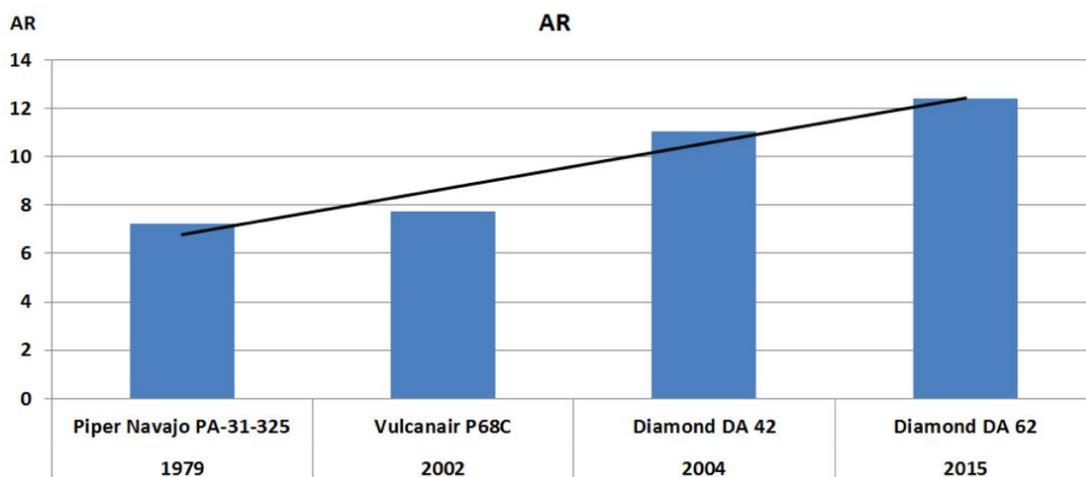


Fonte: Autoria própria.

4.3. ANÁLISE DAS AERONAVES BIMOTORAS À PISTÃO

O primeiro resultado, ilustrado pela Figura 9.6, exibe a razão de aspecto das aeronaves. É visto um crescimento agressivo na razão de aspecto das aeronaves ao longo do tempo. Fato este, discutido anteriormente, pode ser associado com a busca pelo emprego de técnicas que geram menos arrasto como o aumento da razão de aspecto, recurso facilitado através das técnicas de construção de aeronaves em material compósito empregado nas aeronaves Diamond DA-42 e DA-62.

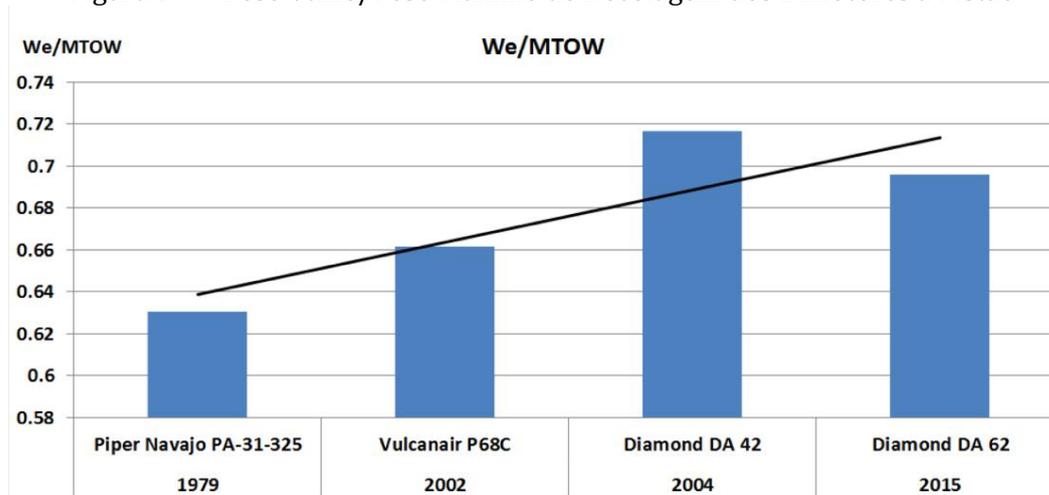
Figura 9.6 – Razão de Aspecto dos Bimotores à Pistão



Fonte: Autoria própria.

O segundo resultado, ilustrado pela Figura 9.7, exibe a relação entre o peso vazio e o peso máximo de decolagem das aeronaves. É visto um crescimento nesta relação ao longo do tempo. Este resultado denota que as aeronaves tiveram seu peso vazio acrescido em relação a seu peso máximo de decolagem, levando menos carga útil. Um desvio de média ocorreu com a aeronave Diamond DA-42, a única aeronave capaz de levar apenas 4 pessoas a bordo desta categoria, frente à 7 pessoas no Piper Navajo PA-31-325 e 6 nas aeronaves Vulcanair P68C e Diamond DA-62.

Figura 9.7 – Peso Vazio/Peso Máximo de Decolagem dos Bimotores à Pistão

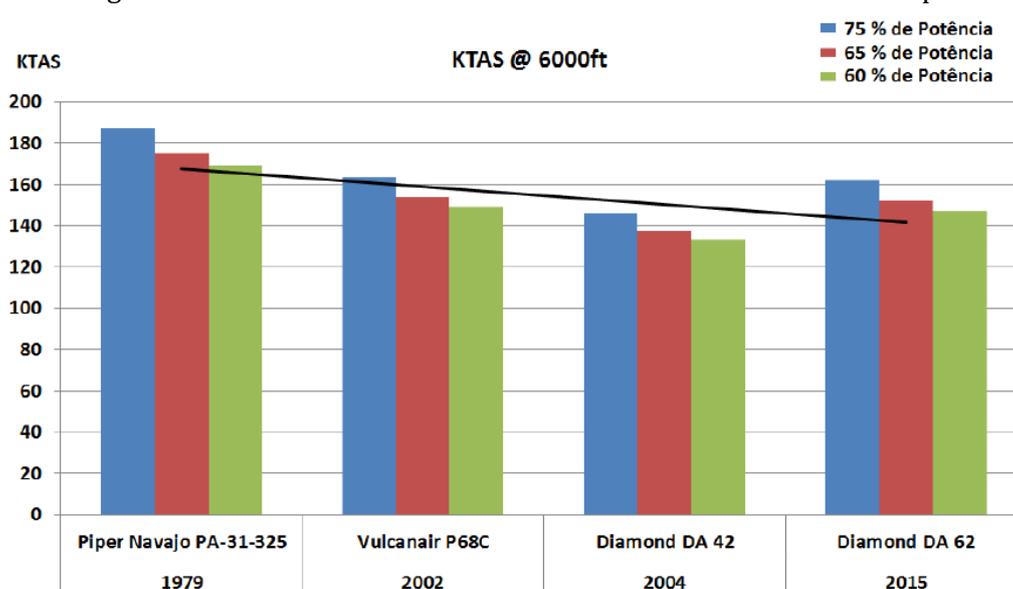


Fonte: Autoria própria.

Similar ao realizado na análise de aeronaves monomotoras à pistão, analisou-se as potências em cruzeiro normal entre 65% e 75% da potência total do motor no nível de voo de 6000 pés. Os mesmos parâmetros foram estudados.

O terceiro resultado, ilustrado pela Figura 9.8, é a velocidade de cruzeiro a 75%, 65% e 60% de potência, respectivamente, a 6000 pés de altitude. Conforme evidenciado no resultado, há uma tendência de sutil diminuição da velocidade de cruzeiro das aeronaves ao longo dos anos. Entre os fatores que podem influenciar esse resultado estão a diminuição da potência dos motores ao longo dos anos e o aumento do coeficiente de arrasto parasita.

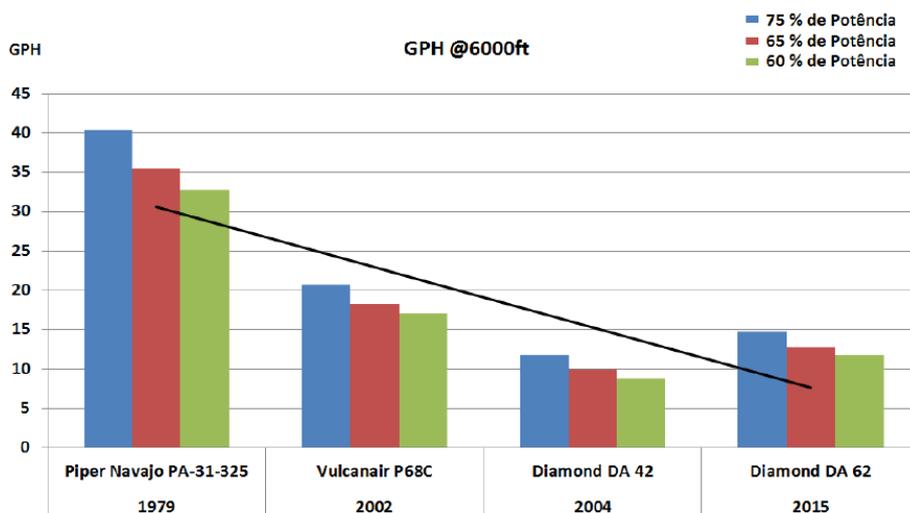
Figura 9.8 – Velocidade de Cruzeiro dos Bimotores à Pistão a 6000 pés



Fonte: Autoria própria.

O quarto resultado, ilustrado pela Figura 9.9, é o consumo horário a 75%, 65% e 60% de potência, respectivamente, a 6000 pés de altitude. Nota-se uma diminuição considerável do consumo absoluto de combustível ao longo dos anos, fato que pode ser consequência da diminuição da potência dos motores.

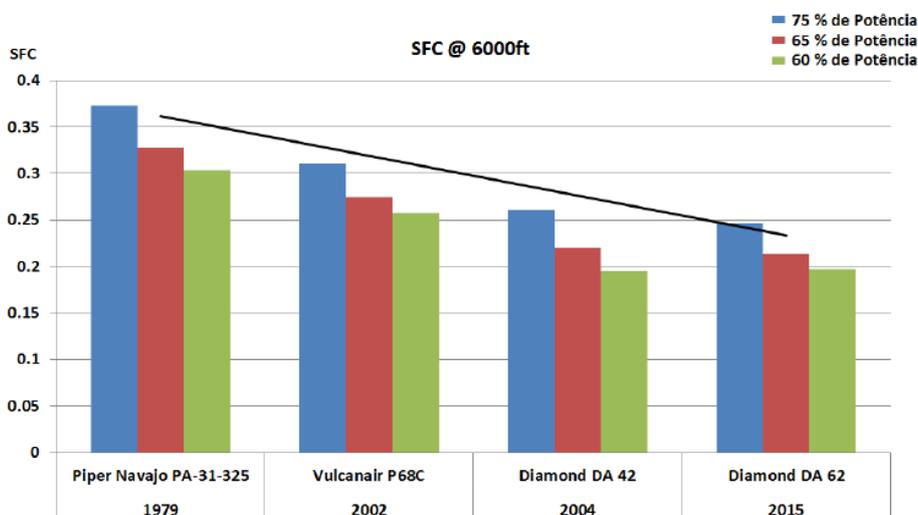
Figura 9.9 – Consumo Horário dos Bimotores à Pistão a 6000 pés



Fonte: Autoria própria.

O quinto resultado, ilustrado pela Figura 9.10, é o consumo específico a 75%, 65% e 60% de potência, respectivamente, a 6000 pés de altitude. É evidenciada diminuição no consumo específico de combustível. Como houve diminuição da potência dos motores ao longo dos anos, é possível inferir que este fato é decorrente do avanço de tecnologia dos motores empregados.

Figura 9.10 – Consumo Específico dos Bimotores à Pistão a 6000 pés



Fonte: Autoria própria.

5. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste trabalho foi elaborada uma base de dados de parâmetros geométricos e de performance de aeronaves da aviação geral dos últimos 50 anos, que foi utilizada para analisar as tendências históricas de tais parâmetros, utilizando métodos comparativos proposto por BARROS (2001). Duas categorias diferentes de aeronaves da aviação geral foram estudadas: monomotores e bimotores à pistão.

Durante a elaboração da base de dados, foram analisadas 12 aeronaves monomotoras à pistão e 4 bimotoras à pistão. Há uma escassez de dados disponíveis na literatura da aviação, por ser uma área muito restrita, muitas informações das aeronaves não são divulgadas ou o custo de aquisição é alto. Percebe-se que para a categoria de aeronaves monomotoras à pistão há uma disponibilidade maior de dados. Mas mesmo com um número reduzido de aeronaves analisadas, consegue-se ter uma percepção das tendências evolutivas. A obtenção de dados de mais aeronaves seria de grande valia para reforçar as conclusões obtidas. É possível concluir que mesma em uma comparação entre um número relativamente baixo de aeronaves e com distintas missões, é possível se observar uma tendência geral ao longo dos anos.

As análises evolutivas das aeronaves monomotoras à pistão levam a conclusão de que houve um aumento da performance ao longo do tempo, evidenciada pelo aumento da máxima velocidade em cruzeiro e pelas velocidades de cruzeiro nas condições de 60%, 65% e 75% da potência total do motor, o consumo horário de combustível aumentou, o consumo específico se manteve praticamente constante. A eficiência de consumo com base em milha náutica por galão e milha náutica por galão por pessoa a bordo foi uma variável decrescente. Por outro lado, as tendências históricas das aeronaves bimotoras à pistão mostraram uma tendência inversa, onde houve decréscimo da performance ao longo do tempo, evidenciado pela diminuição da máxima velocidade em cruzeiro e pelas velocidades de cruzeiro nas condições de 60%, 65% e 75% da potência total do motor, o consumo horário de combustível e o consumo específico diminuíram. A eficiência de consumo com base em milha náutica por galão e milha náutica por galão por pessoa a bordo foi uma variável crescente, indicando aumento da eficiência energética desta categoria de aeronaves.

Da mesma maneira os resultados para as aeronaves bimotoras à pistão, levam a conclusão de que apesar de uma tendência leve de diminuição das velocidades de cruzeiro nas condições de 60%, 65% e 75% da potência total do motor, o consumo horário de combustível diminuiu. Nota-se leve aumento no consumo específico indicando aumento da eficiência energética desta categoria de aeronaves.

Com esse estudo pode-se concluir que apesar das aeronaves monomotoras à pistão terem aumentado sua velocidade de cruzeiro, o consumo também aumentou, fato que levou à diminuição da eficiência energética desta categoria de aeronaves. Por outro lado, as aeronaves bimotoras à pistão diminuíram sua velocidade de cruzeiro e passaram a consumir menos e apresentarem maior eficiência energética. Este estudo é um ponto de partida para análises de tendências históricas de aeronaves da aviação geral com motor à pistão, que podem guiar a projetistas de aeronaves a desenvolverem projetos cada vez mais competitivos no mercado atual e futuro.

REFERÊNCIAS

- BARROS, C.P. Uma metodologia para o desenvolvimento de aeronaves leves subsônicas, 2001, Tese (Doutorado) – Programa de Pós-graduação em Engenharia Mecânica, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2001.
- GUDMUNDSSON, S. General aviation aircraft design: Applied Methods and Procedures. [S.l.]: Butterworth-Heinemann, 2013.
- KOVACS, J. Filosofia do Projeto. [S.l.]: São José dos Campos, 1986.
- RAYMER, D. P. Aircraft design: a conceptual approach (aiaa education series). Reston, Virginia, 2012.
- ROSKAM, J. Airplane design. [S.l.]: DARcorporation, 1985.
- SADRAEY, M. H. Aircraft performance: an engineering approach. [S.l.]: CRC Press, 2017.
- STINTON, D. The Design Of The Aeroplane. [S.l.]: Granada Publishing, 1983.
- TORENBEEK, E. Synthesis of subsonic airplane design. [S.l.]: Delft University Press, 1976.
- VANDAELE, R. M. Introdução ao projeto de aeronaves. [S.l.]: Instituto de Tecnologia de Aeronáutica - São José dos Campos, 1959.

CAPÍTULO X

ESTUDO NUMÉRICO COMPARATIVO ENTRE OS MODELOS DE ESTEIRA DINÂMICA INDUZIDA POR PÁS ROTATIVAS DE PETERS-HE E HSIEH-DUFFY

COMPARATIVE NUMERICAL STUDY BETWEEN DYNAMIC WAKE MODELS INDUCED BY ROTARY BLADES OF PETERS-HE AND HSIEH-DUFFY

DOI: 10.51859/amplla.tac372.1122-10

Lucas Gustavo Alves Ferreira¹
Carlos do Carmo Pagani Júnior²
Elmer Mateus Gennaro³

¹ Graduado em Engenharia Aeronáutica. Universidade Estadual Paulista “Júlio de Mesquita Filho” – UNESP

² Professor Assistente do Departamento de Engenharia Aeronáutica. Universidade Estadual Paulista “Júlio de Mesquita Filho” – UNESP

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

RESUMO

Este trabalho teve como objetivo a identificação das principais semelhanças e diferenças entre os modelos de esteira dinâmica induzida por pás rotativas de Peters-He e Hsieh-Duffy. A partir da observação das dificuldades de se encontrar resultados relacionados aos dois modelos anteriores, verificou-se a necessidade de produção e publicação deste trabalho. Para isto, foi necessário analisar as semelhanças e diferenças entre as formulações dos dois modelos e, além disso, implementá-los em linguagem Matlab para que fosse possível estudar tanto os autovalores quanto os autovetores obtidos através da simulação numérica do problema de autovalores. Os resultados obtidos através desta simulação mostram o acoplamento entre dois autovalores reais a partir de um ângulo crítico de inclinação da esteira em relação à normal ao plano do disco do rotor. Este acoplamento entre dois autovalores reais dá origem a um par de autovalores complexos conjugados, cujas partes real e imaginária representam, respectivamente, o amortecimento e a frequência de oscilação dos modos associados aos estados do escoamento induzido. Além disso, os autovetores estão associados às

formas modais, as quais representam o campo de velocidade induzida normal ao plano do rotor. Em condições de voo pairado as formas modais apresentam simetria azimutal devido à ausência de acoplamento entre os modos harmônicos. Já em condição de voo em translação, as formas modais tornam-se assimétricas devido ao acoplamento entre os diferentes modos harmônicos.

Palavras-chave: Aerodinâmica. Helicópteros. Equações diferenciais. Funções harmônicas.

ABSTRACT

The propose of this work is to identify the main similarities and differences between the Peters-He and Hsieh-Duffy dynamic wake models induced by rotating blades. From the observation of the difficulties in finding results related to the two previous models, the need for the production and publication of this work was verified. For this, it was necessary to analyze the similarities and differences between the formulations of the two models and, in addition, to implement them in Matlab language so that it was possible to study both the eigenvalues and the eigenvectors obtained through the numerical

simulation of the eigenvalues problem. The results obtained through this simulation show the coupling between two real eigenvalues from a critical wake angle in relation to the normal to the plane of the rotor disk. This coupling between two real eigenvalues gives rise to a pair of complex conjugated eigenvalues, whose real and imaginary parts represent, respectively, the damping and the oscillation frequency of the modes associated with the induced flow states. Furthermore, the eigenvectors are associated with the mode

shapes, which represent the induced velocity field normal to the plane of the rotor. In hover flight conditions, the mode shapes present azimuthal symmetry due to the absence of coupling between the harmonic modes. In edgewise flight condition, the mode shapes become asymmetric due to the coupling between the different harmonic modes.

Keywords: Aerodynamics. Helicopters. Differential equations. Harmonic functions.

1. INTRODUÇÃO

Durante mais de 30 anos, diversos modelos de esteira dinâmica foram progressivamente estudados e aperfeiçoados com a finalidade de representar um método analítico adequado para a simulação numérica do escoamento induzido por pás rotativas. Diferentemente de métodos tradicionais, tais como o modelo de esteira prescrita, o modelo de esteira livre e a dinâmica dos fluidos computacional (do Inglês *Computational Fluid Dynamics* (CFD)), os modelos de esteira dinâmica necessitam de menos recursos computacionais e, assim, podem ser utilizados para a análise em tempo real da esteira induzida por pás rotativas (FEI, 2013). Além disso, podem ser aplicados em dinâmica, controle e estabilidade de voo (PETERS, 2009).

Na década de 1980, Pitt e Peters (1981) desenvolveram um modelo de esteira dinâmica representado por um conjunto de equações diferenciais lineares no domínio do tempo aplicadas ao escoamento potencial incompressível e invíscido. O modelo propõe a representação do comportamento dinâmico do escoamento induzido em termos de um número finito de estados dinâmicos definidos pela combinação entre os modos harmônicos e funções de forma radiais associadas. Embora o modelo aerodinâmico possa ser integrado a um modelo aeroelástico para o cálculo da resposta transiente do rotor ao carregamento não estacionário (força de tração e momentos de torção e flexão) induzido pelo escoamento, a sua natureza de baixa ordem (apenas 3 estados são definidos) torna-o incapaz de prever fenômenos descritos por modos harmônicos de ordem superior.

Ainda na década de 1980, He (1989) generalizou o modelo de Dale Pitt e David Peters de forma a incluir um número arbitrário de modos harmônicos e funções de forma radiais associadas. O modelo proposto, conhecido como Peters-He

Generalized Dynamic Wake Model, permite a previsão de estados dinâmicos do escoamento associados a modos harmônicos de ordem superior. O modelo de Peters e He baseia-se na hipótese de um disco atuador, porém a distribuição de pressão, no disco do rotor, é expressa em termos de um carregamento equivalente concentrado sobre um número finito de pás, que é fundamental para estudos de aeroelasticidade do rotor (HE, 1989). Embora o modelo de Peters e He limite-se aos estados do escoamento associados à descontinuidade de pressão através do disco do rotor, os resultados obtidos pelo modelo representam uma excelente aproximação para a componente axial da velocidade induzida no disco do rotor.

O modelo de Peters e He foi validado com base em dados experimentais obtidos em túnel de vento, sendo atualmente adotado em diversos códigos computacionais aplicados ao estudo aerodinâmico de rotores, incluindo o RCAS (*U.S. Army official simulation package*), o FLIGHTLAB (*the Advanced Rotorcraft Technology*), o COPTER (*Bell Helicopter*) e o ONERA-DFVLR (*European Community*) (FEI, 2013). Importantes aplicações deste modelo contemplam a análise da estabilidade aeroelástica do rotor (SHANG; HODGES; PETERS, 1999; ANDRADE, 1992; WANG, 1992), caracterização dinâmica de um rotor com pás articuladas e controle com atuadores piezelétricos (CESNIK; SHIN; WILBUR, 2001) e otimização de desempenho do rotor e sistemas de controle (FILE, 2013).

Em 1996, Peters e Cao (1996) tentaram generalizar o modelo de Peters e He de modo que fosse possível obter as três componentes de velocidade (axial, radial e azimutal) no plano e acima do disco do rotor, região na qual o escoamento pode ser considerado potencial (FEI, 2013). O trabalho de Peters e Cao previu a existência de um segundo conjunto de estados, além daqueles demonstrados por Peters e He. No entanto, este trabalho não conseguiu demonstrar qual seria esse segundo conjunto, pois o princípio da superposição de potenciais de pressão (para o cálculo do campo de velocidade) ainda estava sendo utilizado, assim como no modelo de Peters-He.

Em 2002, Morillo e Peters (2002) encontraram esse conjunto extra de estados escrevendo o campo de velocidade como o gradiente do potencial de velocidade e incluindo, assim, termos associados com a injeção de massa na expansão deste campo. Embora o modelo de Morillo e Peters tivesse uma excelente concordância com uma classe de soluções analíticas para respostas no domínio da frequência (FEI, 2013), a convergência era lenta devido a matrizes mal condicionadas. Além disso, esse modelo não contabilizava certas singularidades nas

funções de Legendre associadas à expansão do potencial de pressão, como, por exemplo, termos onde a ordem do modo harmônico é igual à ordem da função de forma radial associada.

Em 2004, Yu e Peters (2004) aperfeiçoaram o modelo de Morillo e Peters incluindo os termos onde a ordem do modo harmônico é igual à ordem da função de forma radial associada na matriz de amortecimento. No entanto, Yu e Peters não conseguiram encontrar as funções do potencial de pressão para $m = n$ e, desse modo, estes últimos estados ainda estavam ausentes do modelo.

Em 2006, Hsieh (2006) conseguiu obter essas singularidades nas funções do potencial de pressão e, em 2009, Peters, Hsieh e Garcia-Duffy (2009 apud FEI, 2013) utilizaram-nas em um modelo completo de esteira dinâmica capaz de prever todas as componentes de velocidade no plano e acima do disco do rotor (região onde o escoamento é considerado potencial), com boa convergência, através da determinação dos estados dinâmicos do escoamento induzido. Neste trabalho, esse modelo será chamado de modelo de Hsieh-Duffy.

Nesse cenário, o presente trabalho tem como questão central de investigação as principais semelhanças e diferenças entre os modelos de esteira dinâmica induzida por pás rotativas de Peters-He e Hsieh-Duffy.

Ademais, sabe-se que os estados dinâmicos do escoamento induzido podem ser determinados a partir de uma análise de autovalores aplicada aos dois modelos citados anteriormente em condições de voo pairado ou voo em translação (FEI, 2013; WANG, 1992; WANG; PETERS, 1996). Os autovetores estão associados às formas dos modos do escoamento, enquanto as partes real e imaginária dos autovalores representam, respectivamente, termos de amortecimento e frequência associados aos modos do escoamento. Resultados apresentados por Fei (2013), Wang (1992) e Wang e Peters (1996) mostram que em voo de translação as formas modais (para ambos os modelos) perdem a simetria verificada em condição de voo pairado e os autovalores tornam-se fortemente acoplados para elevados ângulos de inclinação da esteira em relação à normal ao plano do rotor. Não obstante, a descrição dos estados dinâmicos a partir da representação de um número finito de modos harmônicos e modos radiais associados permite uma compreensão básica sobre o comportamento físico da esteira induzida e a verificação dos modelos em estudo a partir de dados publicados na literatura.

2. FORMULAÇÃO TEÓRICA DO MODELO DE ESTEIRA DINÂMICA DE PETERS-HE

O modelo de esteira dinâmica de Peters-He (HE, 1989) é aplicado para calcular o campo de escoamento induzido por pás rotativas normal ao plano do disco do rotor. As condições de voo aqui abordadas variam de voo pairado para voo em translação.

De acordo com He (1989), a componente da velocidade induzida do escoamento normal ao plano do disco do rotor pode ser expandida em termos de uma série de Fourier dada pela Equação (1):

$$w(\bar{r}, \psi, \bar{t}) = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=m+1, m+3, \dots}^{\infty} \Psi_n^m(\bar{r}) [a_n^m(\bar{t}) \cos(r\psi) + b_n^m(\bar{t}) \sin(r\psi)], \quad (1)$$

onde \bar{r} é a posição radial normalizada pelo comprimento da pá, ψ é o ângulo azimutal, \bar{t} é o tempo adimensionalizado pela velocidade angular do rotor e $\Psi_n^m(\bar{r})$ é uma função de forma radial expressa em termos das funções de Legendre de primeira espécie. Além disso, os coeficientes a_n^m e b_n^m representam os estados do escoamento induzido e os índices m e n representam, respectivamente, a ordem do modo harmônico e da função de forma radial associada e são determinados baseado no método da tabela proposto por He (1989).

Segundo He (1989), a função de forma radial $\Psi_n^m(\bar{r})$ é definida como:

$$\Psi_n^m(\bar{r}) = \phi_n^m(\bar{r}) = \left(\frac{1}{v}\right) \bar{P}_n^m(v), \quad (2)$$

onde $\phi_n^m(\bar{r})$ é a função de forma radial relacionada com a expansão $\left(\frac{1}{v}\right) \bar{P}_n^m(v)$ e dada por:

$$\phi_n^m(\bar{r}) = \sqrt{(2n+1)H_n^m} \sum_{q=m, m+2, \dots}^{n-1} \bar{r}^q \frac{(-1)^{\frac{q-m}{2}} (n+q)!!}{(q-m)!! (q+m)!! (n-q-1)!!}, \quad (3)$$

sendo

$$H_n^m = \frac{(n+m-1)!! (n-m-1)!!}{(n+m)!! (n-m)!!}. \quad (4)$$

Portanto, tem-se como resultado a Equação (5) para a velocidade induzida normal ao plano do disco do rotor:

$$w(\bar{r}, \psi, \bar{t}) = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=m+1, m+3, \dots}^{\infty} \phi_n^m(\bar{r}) [\alpha_n^m(\bar{t}) \cos(r\psi) + \beta_n^m(\bar{t}) \sin(r\psi)], \quad (5)$$

sendo α_n^m e β_n^m os estados do escoamento induzido relacionados com a função de forma radial $\phi_n^m(\bar{r})$.

Os estados do escoamento induzido (α_n^m e β_n^m) são determinados através do modelo de Peters-He em um sistema de referência não rotativo, que permite desacoplar os termos em cosseno e seno da seguinte forma:

$$[M] \left\{ \begin{matrix} \vdots \\ \alpha_n^m \\ \vdots \end{matrix} \right\}^* + V_{\infty} [\bar{L}^c]^{-1} \left\{ \begin{matrix} \vdots \\ \alpha_n^m \\ \vdots \end{matrix} \right\} = \frac{1}{2} \left\{ \begin{matrix} \vdots \\ \tau_n^{mc} \\ \vdots \end{matrix} \right\}, \quad (6)$$

$$[M] \left\{ \begin{matrix} \vdots \\ \beta_n^m \\ \vdots \end{matrix} \right\}^* + V_{\infty} [\bar{L}^s]^{-1} \left\{ \begin{matrix} \vdots \\ \beta_n^m \\ \vdots \end{matrix} \right\} = \frac{1}{2} \left\{ \begin{matrix} \vdots \\ \tau_n^{ms} \\ \vdots \end{matrix} \right\}, \quad (7)$$

sendo $[M]$ a matriz de massa aparente, V_{∞} é a velocidade do fluxo livre adimensionalizada pela velocidade da ponta da pá, $\{\tau_n^{mc}\}$ é o coeficiente de pressão para termos em cosseno e $\{\tau_n^{ms}\}$ é o coeficiente de pressão para termos em seno. Além disso, tem-se que:

$$[\bar{L}^c] = [\bar{A}] [\hat{L}^c], \quad (8)$$

$$[\bar{L}^s] = [\bar{A}] [\hat{L}^s]. \quad (9)$$

Uma forma analítica das matrizes $[\bar{L}^c]$ e $[\bar{L}^s]$ foi deduzida por He (1989). Deste modo, recomenda-se a leitura desta referência para a verificação da forma analítica das matrizes citadas anteriormente.

2.1. FORMULAÇÃO DO PROBLEMA DE AUTOVALORES ASSOCIADO AO MODELO DE PETERS-HE

Os estados dinâmicos de um campo de escoamento tridimensional induzido pelo movimento rotativo de um rotor de múltiplas pás podem ser descritos pela solução de um problema de autovalores (FEI, 2013; WANG, 1992; WANG; PETERS, 1996). Os autovetores estão associados às formas dos modos do escoamento induzido, enquanto que as partes real e imaginária dos autovalores representam, respectivamente, termos de amortecimento e frequência associados aos modos do escoamento induzido. É importante destacar que a formulação de Peters-He permite obter a componente axial da velocidade do escoamento induzido no plano do disco do rotor. Desta forma, a solução do problema de autovalores, baseada nesta formulação, permite determinar o campo de velocidade adimensional axial $w(\bar{r}, \psi, \bar{t})$, sendo $\bar{w}(\bar{r}, \psi)$ a representação da forma do modo do escoamento associada aos autovetores que integram a solução do problema de autovalores para o respectivo modo.

Os termos em cosseno e seno do coeficiente de pressão, τ_n^{mc} e τ_n^{ms} , respectivamente, serão considerados nulos para desacoplar os domínios aerodinâmico (escoamento induzido) e estrutural (deformação elástica das pás). Assim, as Equações (6) e (7) escrevem-se, nesta ordem, nas seguintes formas:

$$[M] \left\{ \begin{matrix} \vdots \\ \alpha_n^m \\ \vdots \end{matrix} \right\}^* + V_\infty [\bar{L}^c]^{-1} \left\{ \begin{matrix} \vdots \\ \alpha_n^m \\ \vdots \end{matrix} \right\} = 0, \quad (10)$$

$$[M] \left\{ \begin{matrix} \vdots \\ \beta_n^m \\ \vdots \end{matrix} \right\}^* + V_\infty [\bar{L}^s]^{-1} \left\{ \begin{matrix} \vdots \\ \beta_n^m \\ \vdots \end{matrix} \right\} = 0. \quad (11)$$

Outrossim, para $\tau_n^{mc} = \tau_n^{ms} = 0$ as Equações (10) e (11) admitem solução na forma:

$$\{\alpha\} = \{\beta\} = \{\Phi\} e^{\zeta V_\infty \bar{t}}, \quad (12)$$

sendo ζ os autovalores e $\{\Phi\}$ os autovetores associados.

Substituindo a solução dada por (12) na Equação (10), tem-se:

$$\{\Phi\}V_{\infty}e^{\zeta V_{\infty}t}([M]\zeta + [\bar{L}^c]^{-1}) = 0, \quad (13)$$

para a qual a solução de autovalores procurada é obtida a partir da Equação (14) apresentada a seguir como:

$$|[M]\zeta + [\bar{L}^c]^{-1}| = 0. \quad (14)$$

Pré-multiplicando a equação acima por $[M]^{-1}$ resulta:

$$|[D] + [I]\zeta| = 0, \quad (15)$$

sendo $[D]$ a matriz dinâmica dada por:

$$[D] = [M]^{-1}[\bar{L}^c]^{-1}. \quad (16)$$

Wang (1992) propõe uma simples substituição de variáveis para a normalização da matriz dinâmica, que então assume a forma:

$$[D] = [M]^{-1/2}[\bar{L}^c]^{-1}[M]^{-1/2}. \quad (17)$$

O problema de autovalores dado pela Equação (15) poderá, então, ser resolvido utilizando a matriz dinâmica dada na forma da Equação (17). Portanto, os autovetores normalizados assumirão a seguinte forma:

$$\{\tilde{\Phi}\} = [M]^{-1/2}\{\Phi\}. \quad (18)$$

2.2. DEFINIÇÃO DOS ÍNDICES m E n

A Tabela 10.1 mostra um exemplo dos valores que os índices m e n podem assumir no modelo de Peters-He (considerando apenas termos em cosseno) quando o maior harmônico na série é 8, ou seja, $M = 8$. Neste caso, observa-se que o número de estados será igual a $5+4+4+3+3+2+2+1+1$, resultando em 25 estados. He (1989) elaborou uma tabela com o número total de estados (incluindo termos em seno) para diversos valores de M . Tal procedimento é conhecido como método da tabela.

Tabela 10.1 – Ordem do harmônico e ordem do modo radial para $M = 8$

Ordem do Modo Harmônico (m)	Ordem do Modo Radial (n)	Número de Estados
0	1,3,5,7,9	5
1	2,4,6,8	4
2	3,5,7,9	4
3	4,6,8	3
4	5,7,9	3
5	6,8	2
6	7,9	2
7	8	1
8	9	1

Fonte: Autoria própria.

3. FORMULAÇÃO TEÓRICA DO MODELO DE ESTEIRA DINÂMICA DE HSIEH-DUFFY

O modelo de esteira dinâmica de Hsieh-Duffy é aplicado para calcular o campo de escoamento induzido por pás rotativas no plano e acima do disco do rotor nas direções axial, radial e azimutal. As condições de voo aqui abordadas variam de voo pairado para voo em translação.

De acordo com Morillo e Peters (2002), o vetor velocidade induzida adimensionalizado \vec{v} pode ser escrito como um somatório do gradiente de potenciais de velocidade, conforme pode ser observado pela Equação (19):

$$\vec{v}(v, \eta, \bar{\psi}, \tau) = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=m}^{\infty} [\hat{a}_n^m(\tau) \vec{\nabla} \Psi_n^{mc}(v, \eta, \bar{\psi}) + \hat{b}_n^m(\tau) \vec{\nabla} \Psi_n^{ms}(v, \eta, \bar{\psi})], \quad (19)$$

onde v, η e $\bar{\psi}$ são as coordenadas elipsoidais, τ é um tempo reduzido definido como tV_{∞}/R sendo R o raio do disco do rotor, Ψ_n^{mc} e Ψ_n^{ms} são os potenciais de velocidade para termos em cosseno e seno, respectivamente, e \hat{a}_n^m e \hat{b}_n^m são os estados do escoamento induzido para termos em cosseno e seno, nesta ordem, deduzidos a partir do modelo de esteira dinâmica de Hsieh-Duffy.

Os estados do escoamento induzido (\hat{a}_n^m e \hat{b}_n^m) são determinados através do modelo de Hsieh-Duffy em um sistema de referência não rotativo, que permite desacoplar os termos em cosseno e seno. Assim, a equação de movimento do fluido,

no plano e acima do disco do rotor, para termos em cosseno é dada pela Equação (20):

$$[\tilde{L}^c]\{\hat{a}_n^{m*}\} + [D^c]\{\hat{a}_n^m\} = [D^c]\{\tau_n^{mc}\}, \quad (20)$$

onde a matriz $[\tilde{L}^c]$ representa a matriz do coeficiente de influência e a matriz $[D^c]$ representa a matriz de amortecimento. Morillo e Peters (2002) reorganizaram essas matrizes em dois grupos linhas de modo que $m + n$ (ou $r + j$) seja ímpar e dois grupos colunas com $m + n$ (ou $r + j$) par. O valor de r é dado por $\{0,1,2,3, \dots\}$ e o valor de j é dado por $\{r, r + 1, r + 2, r + 3, \dots\}$. Assim, tem-se a equação de movimento organizada. Os índices i e p são termos com $m + n$ ímpar e $m + n$ par, nesta ordem, de acordo com a Equação (21):

$$\begin{bmatrix} [\tilde{L}^c]_{i,i} & [\tilde{L}^c]_{i,p} \\ [\tilde{L}^c]_{p,i} & [\tilde{L}^c]_{p,p} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \{\hat{a}_n^{m*}\}_i \\ \{\hat{a}_n^{m*}\}_p \end{Bmatrix} + \begin{bmatrix} [D^c]_{i,i} & [D^c]_{i,p} \\ [D^c]_{p,i} & [D^c]_{p,p} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \{\hat{a}_n^m\}_i \\ \{\hat{a}_n^m\}_p \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} [D^c]_{i,i} & [D^c]_{i,p} \\ [D^c]_{p,i} & [D^c]_{p,p} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \{\tau_n^m\}_i \\ \{\tau_n^m\}_p \end{Bmatrix}. \quad (21)$$

Para evitar uma integração numérica no cálculo do campo de velocidade induzida, uma mudança de variável de \hat{a}_n^m para a_n^m é sugerida por Morillo e Peters (2002) conforme abaixo:

$$\{\hat{a}_n^m\} = [\tilde{L}^c]^{-1}[M^c]\{a_n^m\}. \quad (22)$$

Logo, substituindo a Equação (22) na Equação (20), obtém-se a Equação (23):

$$[M^c]\{a_n^{m*}\} + [D^c][\tilde{L}^c]^{-1}[M^c]\{a_n^m\} = [D^c]\{\tau_n^{mc}\}. \quad (23)$$

Uma forma analítica das matrizes $[M^c]$, $[\tilde{L}^c]$ e $[D^c]$ foi deduzida por Morillo e Peters (2002). Deste modo, recomenda-se a leitura desta referência para a verificação da forma analítica das matrizes citadas anteriormente.

3.1. FORMULAÇÃO DO PROBLEMA DE AUTOVALORES ASSOCIADO AO MODELO DE HSIEH-DUFFY

Conforme foi discutido na Seção 2.1, os estados dinâmicos de um campo tridimensional induzido pelo movimento rotativo de um rotor de múltiplas pás

podem ser descritos pela solução de um problema de autovalores. Os autovetores estão associados às formas dos modos dinâmicos, enquanto que as partes real e imaginária dos autovalores representam, respectivamente, termos de amortecimento e frequência associados aos modos dinâmicos. É importante destacar que a formulação de Hsieh-Duffy permite obter as componentes axial, radial e azimutal da velocidade do escoamento induzido no plano e acima do disco do rotor. Desta forma, a solução do problema de autovalores, baseada nesta formulação, permite determinar o campo de velocidade adimensional axial $v_z(v, \eta, \bar{\psi}, \tau)$, radial $v_r(v, \eta, \bar{\psi}, \tau)$ e azimutal $v_\psi(v, \eta, \bar{\psi}, \tau)$, sendo $\bar{v}_z(v, \eta, \bar{\psi})$, $\bar{v}_r(v, \eta, \bar{\psi})$ e $\bar{v}_\psi(v, \eta, \bar{\psi})$ a representação da forma do modo do escoamento (nas direções axial, radial e azimutal, nesta ordem) associada aos autovetores que integram a solução do problema de autovalores para o respectivo modo. No entanto, ressalta-se que neste trabalho apenas a forma do modo do escoamento na direção axial será analisada para efeitos de comparação com a forma do modo do escoamento para o modelo de Peters-He.

Os termos em cosseno e seno do coeficiente de pressão, τ_n^{mc} e τ_n^{ms} , respectivamente, serão considerados nulos para desacoplar os domínios aerodinâmico (escoamento induzido) e estrutural (deformação elástica das pás). Assim, a Equação (23) pode ser escrita da seguinte forma:

$$[M^c]\{a_n^{m*}\} + [D^c][\tilde{L}^c]^{-1}[M^c]\{a_n^m\} = \{0\}. \quad (24)$$

Nas condições impostas, a Equação (24) admite solução na forma:

$$\{a_n^m\} = \{\phi_c\}e^{\zeta_c \tau}, \quad (25)$$

sendo ζ_c os autovalores e $\{\phi_c\}$ os autovetores associados. Substituindo a solução dada pela Equação (25) na Equação (24), obtém-se:

$$\{\phi_c\}e^{\zeta_c \tau}([D^c][\tilde{L}^c]^{-1}[M^c] + [M^c]\zeta_c) = 0, \quad (26)$$

para a qual a solução de autovalores procurada é obtida a partir da seguinte expressão:

$$|[D^c][\tilde{L}^c]^{-1}[M^c] + [M^c]\zeta_c| = 0. \quad (27)$$

Pré-multiplicando a equação acima por $[M^c]^{-1}$, resulta:

$$|[M^c]^{-1}[D^c][\tilde{L}^c]^{-1}[M^c] + \zeta_c[I]| = 0. \quad (28)$$

O problema de autovalores dado pela Equação (28) poderá, então, ser resolvido. Além disso, em concordância com Fei (2013), os autovetores serão normalizados pelo maior valor, em módulo, dentro do autovetor, sendo dado pela Equação (29):

$$\phi_{max} = \max(|\phi_c|). \quad (29)$$

Assim, o autovetor normalizado será representado pela Equação (30):

$$\{\bar{\phi}_c\} = \frac{\{\phi_c\}}{\phi_{max}}. \quad (30)$$

3.2. DEFINIÇÃO DOS ÍNDICES m E n

A Tabela 10.2 – Ordem do harmônico e ordem do modo radial para $M = 8$ mostra um exemplo dos valores que os índices m e n podem assumir no modelo de Hsieh-Duffy (considerando apenas termos em cosseno) quando o maior harmônico na série é 8, ou seja, $M = 8$. Neste caso, observa-se que o número de estados será igual a $10+8+8+6+6+4+4+2+2$, resultando em 50 estados. Portanto, nota-se que como o modelo de Hsieh-Duffy considera, além dos termos com $m + n$ igual a ímpar, termos com $m + n$ igual a par, tem-se que o número de estados resultante será igual ao dobro do número de estados do modelo de Peters-He.

Tabela 10.2 – Ordem do harmônico e ordem do modo radial para $M = 8$

Ordem do Modo Harmônico (m)	Ordem do Modo Radial (n)	Número de Estados
0	0,1,2,3,4,5,6,7,8,9	10
1	1,2,3,4,5,6,7,8	8
2	2,3,4,5,6,7,8,9	8
3	3,4,5,6,7,8	6
4	4,5,6,7,8,9	6

Ordem do Modo Harmônico (<i>m</i>)	Ordem do Modo Radial (<i>n</i>)	Número de Estados
5	5,6,7,8	4
6	6,7,8,9	4
7	7,8	2
8	8,9	2

Fonte: Autoria própria.

4. MATERIAIS E MÉTODOS

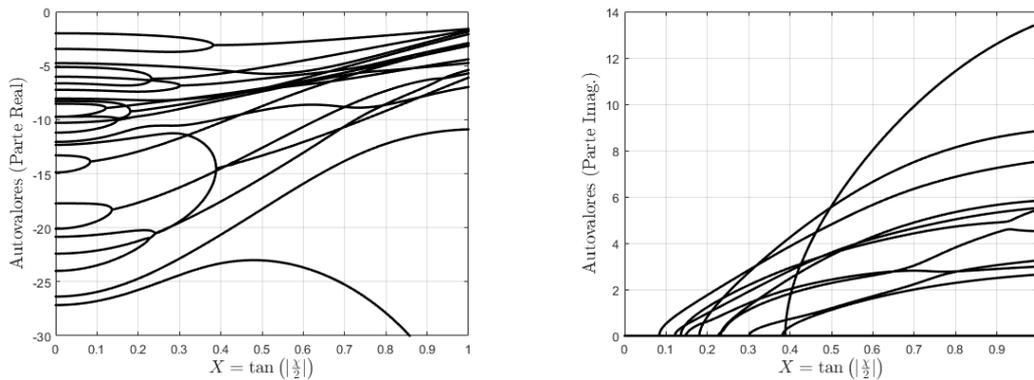
O projeto de pesquisa proposto é de cunho teórico e a execução do mesmo requer apenas a disponibilidade de recursos computacionais para a simulação numérica dos modelos de esteira dinâmica de Peters-He e Hsieh-Duffy e do problema de autovalores associado. Ademais, ressalta-se que o ambiente de programação a ser utilizado será o Matlab.

5. RESULTADOS E DISCUSSÕES

5.1. ANÁLISE DOS AUTOVALORES

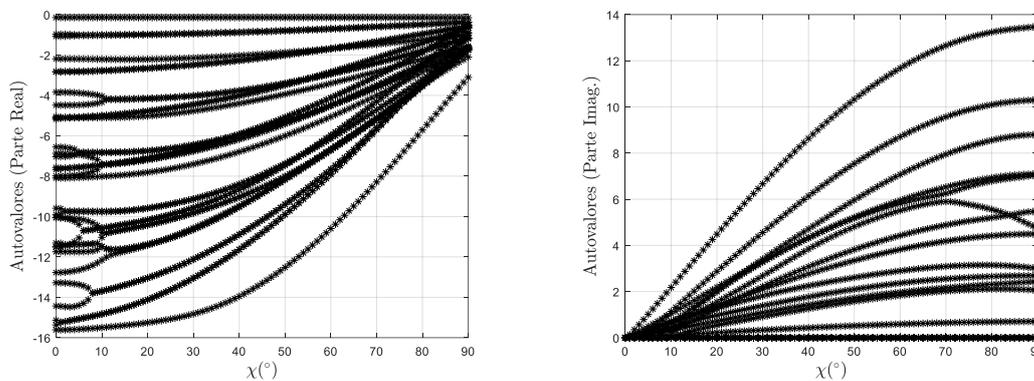
A Figura 10.1-A e Figura 10.2-A ilustram as partes reais dos autovalores para os modelos de esteira dinâmica de Peters-He e Hsieh-Duffy considerando termos em cosseno e $M = 8$, os quais correspondem a um total de 25 e 50 estados, respectivamente. Os resultados mostram que os dois modelos preveem um forte acoplamento entre dois autovalores reais a partir de um ângulo crítico de inclinação da esteira. Assim, como a parte real dos autovalores está relacionada com o amortecimento dos modos associados, pode-se dizer então que a partir do ângulo crítico um novo modo é gerado com uma taxa de amortecimento característica. Outrossim, nota-se que a parte real de todos os autovalores é negativa, o que indica o decaimento da amplitude de vibração dos modos associados.

Figura 10.1 – Parte real e imag. dos autovalores, obtida pelos autores, em função do ângulo de inclinação da esteira para o modelo de Peters-He com $M = 8$ e termos em cosseno
 (a) Parte Real (b) Parte Imaginária



Fonte: Autoria própria.

Figura 10.2 – Parte real e imag. dos autovalores, obtida pelos autores, em função do ângulo de inclinação da esteira para o modelo de Hsieh-Duffy com $M = 8$ e termos em cosseno
 (a) Parte Real (b) Parte Imaginária



Fonte: Autoria própria.

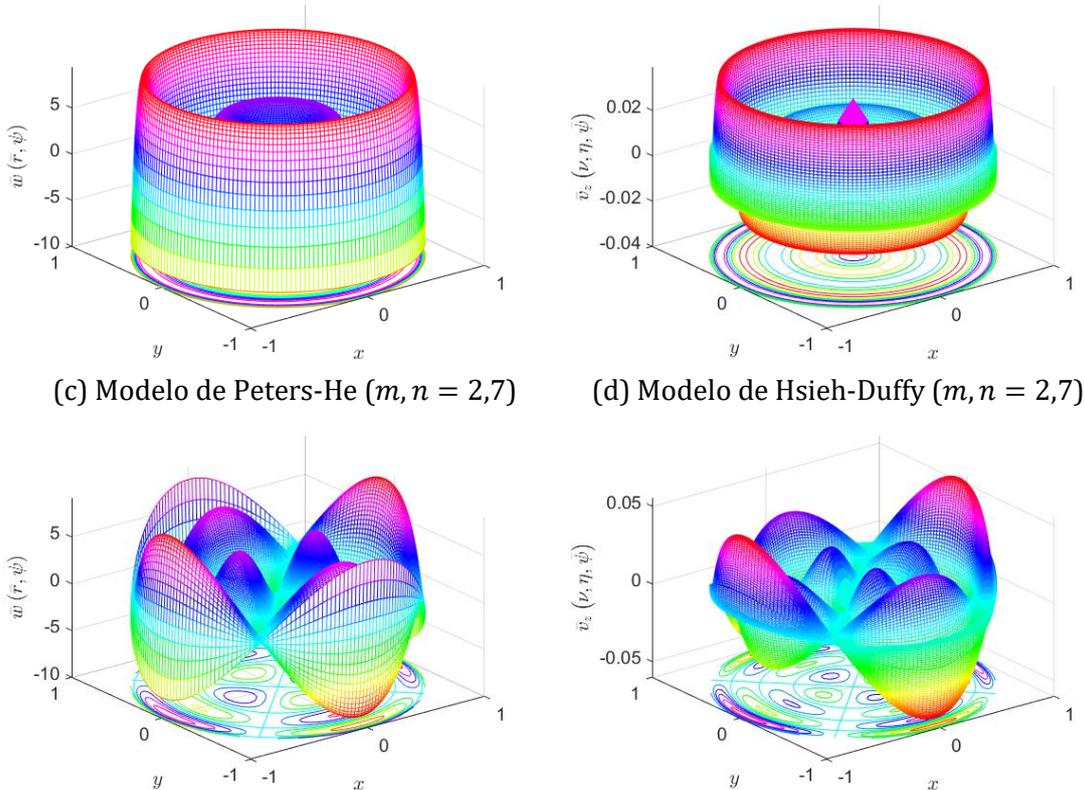
Além disso, verifica-se, pelas Figura 10.1-B e Figura 10.2-B, que as partes imaginárias dos autovalores surgem nos respectivos ângulos críticos em que ocorrem o acoplamento dos autovalores reais e seguem uma tendência de crescimento com o parâmetro X . Logo, como a parte imaginária está relacionada com a frequência de oscilação do modo, observa-se uma tendência de crescimento da frequência de oscilação com o aumento do parâmetro X .

5.2. ANÁLISE DOS AUTOVETORES

Primeiramente, é interessante notar a diferença de amplitude entre as formas modais obtidas para o modelo de Peters-He (Figura 10.3-A e Figura 10.3-C) e as formas modais obtidas para o modelo de Hsieh-Duffy (Figura 10.3-B e Figura 10.3-D). Tal fato ocorreu devido à diferença de normalização dos autovetores

proposta por Wang (1992) (para o modelo de Peters-He) e Fei (2013) (para o modelo de Hsieh-Duffy).

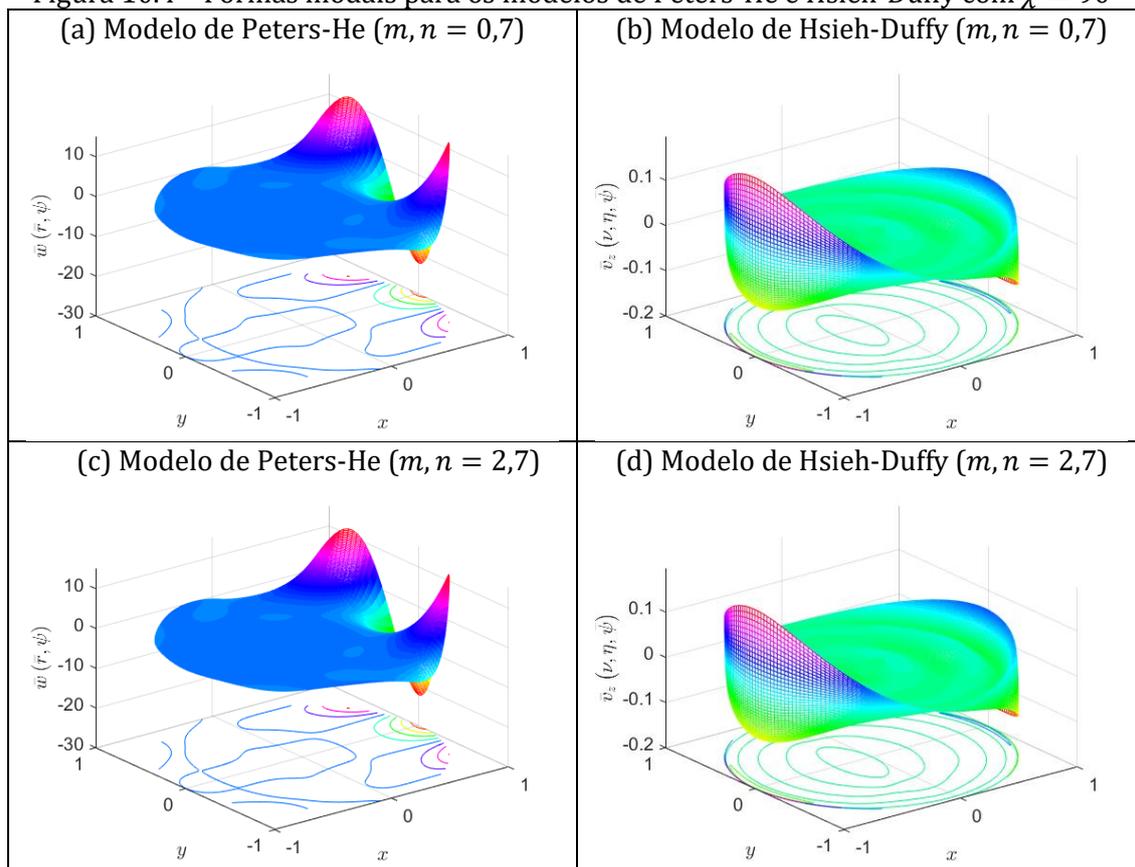
Figura 10.3 – Formas modais para os modelos de Peters-He e Hsieh-Duffy com $\chi = 0^\circ$
 (a) Modelo de Peters-He ($m, n = 0,7$) (b) Modelo de Hsieh-Duffy ($m, n = 0,7$)



Fonte: Autoria própria.

Ademais, comparando as formas modais (Figura 10.3) para o modelo de Peters-He e Hsieh-Duffy na condição de voo pairado ($\chi = 0^\circ$), nota-se claramente a influência da adição de termos com $m + n$ igual a par no campo de velocidade induzida normal ao disco do rotor para o modelo de Hsieh-Duffy. Conforme pode ser observado, esta influência reflete-se na adição dos modos harmônicos e modos radiais associados no campo de velocidade. Outrossim, as formas modais são azimutalmente simétricas na condição de voo pairado ($\chi = 0^\circ$) devido à ausência de acoplamento entre os diferentes modos harmônicos. Além disso, verifica-se que o valor do índice m determina o número de linhas nodais retas nos dois modelos. Por exemplo, quando $m = 0$ e $m = 2$ existem, respectivamente, zero e duas linhas nodais retas tanto para o modelo de Peters-He como para o modelo de Hsieh-Duffy.

Figura 10.4 – Formas modais para os modelos de Peters-He e Hsieh-Duffy com $\chi = 90^\circ$



Fonte: Autoria própria.

Outrossim, comparando as formas modais (Figura 10.4) para o modelo de Peters-He e Hsieh-Duffy na condição de voo em translação ($\chi = 90^\circ$), observa-se uma forte influência da condição de voo nas formas dos modos (para os dois modelos), que se tornam assimétricos devido ao acoplamento entre os diferentes modos harmônicos.

6. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este projeto de pesquisa envolveu o estudo numérico comparativo entre os modelos de esteira dinâmica induzida por pás rotativas de Peters-He e Hsieh-Duffy. Para isto, foi necessária a implementação computacional dos dois modelos, para que fosse possível determinar os estados do escoamento induzido previstos a partir da solução do problema de autovalores associado. Os resultados obtidos para os dois modelos com o maior harmônico na série igual a 8 (ou seja, $M = 8$) foram verificados com resultados apresentados na literatura, e permitem investigar o efeito do envelope de voo do helicóptero sobre o comportamento dinâmico do escoamento induzido no plano do disco do rotor.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem o apoio financeiro recebido da FAPESP (Proc. 2018/26208-0). Os autores também agradecem ao Prof. David Peters pelo encorajamento e por compartilhar conosco sua distinta experiência sobre os modelos de esteira dinâmica.

REFERÊNCIAS

- ANDRADE, D. **Application of finite-state inflow to flap-lag-torsion damping in hover.** 1992. Tese (Doutorado em Engenharia Aeroespacial) — School of Aerospace Engineering, Georgia Institute of Technology, Atlanta, 1992.
- CESNIK, C. E. S.; SHIN, S.; WILBUR, M. L. Dynamic response of active twist rotor blades. **Smart Materials and Structures**, Bristol, v. 10, n. 1, p. 62–76, 2001.
- FEI, Z. **A rigorous solution for finite-state inflow throughout the flowfield.** 2013. Tese (Doutorado em Engenharia Mecânica) — School of Engineering and Applied Science, Washington University in St. Louis, Saint Louis, 2013.
- FILE, C. L. **Optimization of induced-power from dynamic inflow theory with realistic constraints.** 2013. Tese (Doutorado em Engenharia Aeroespacial)—School of Engineering and Applied Science, Washington University in St. Louis, Saint Louis, 2013.
- GARCIA-DUFFY, C.; HSIEH, A.; PETERS, D. A. A complete, nonlinear induced flow theory for rotors in incompressible flow. *In*: PAN-AMERICAN CONGRESS OF APPLIED MECHANICS, 11., 2009, Foz do Iguaçu, PR, Brazil. **Anais [...]. [S.l.]**, 2009. p. 1–6.
- HE, C. **Development and application of a generalized dynamic wake theory for lifting rotors.** 1989. Tese (Doutorado em Engenharia Aeroespacial) — School of Aerospace Engineering, Georgia Institute of Technology, Atlanta, 1989.
- HSIEH, A. **A complete finite-state model for rotors in axial flow.** 2006. Dissertação (Mestrado em Engenharia Aeroespacial) — School of Engineering and Applied Science, Washington University in St. Louis, Saint Louis, 2006.
- MORILLO, J. A.; PETERS, D. A. Velocity field above a rotor disk by a new dynamic inflow model. **Journal of Aircraft**, New York, v. 39, n. 5, p. 731–738, 2002.
- PETERS, D. A. How dynamic inflow survives in the competitive world of rotorcraft aerodynamics. **Journal of the American Helicopter Society**, Washington D.C., v. 54, n. 1, p. 1–15, 2009.

- PETERS, D. A.; CAO, W. Off-rotor induced flow by a finite-state wake model. *In: AIAA SDM CONFERENCE*, 37., 1996, Salt Lake City. **Anais [...]**. [S.l.]: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 1996. p. 2013–2022.
- PITT, D. M.; PETERS, D. A. Theoretical prediction of dynamic-inflow derivatives. **Vertica**, Bristol, v. 5, n. 1, p. 21–34, 1981.
- SHANG, X.; HODGES, D. H.; PETERS, D. A. Aeroelastic stability of composite hingeless rotors in hover with finite-state unsteady aerodynamics. **Journal of the American Helicopter Society**, Washington D.C., v. 44, n. 3, p. 206–221, 1999.
- WANG, Y. R. **The effect of wake dynamics on rotor eigenvalues in forward flight**. 1992. Tese (Doutorado em Engenharia Aeroespacial)—School of Aerospace Engineering, Georgia Institute of Technology, Atlanta, 1992.
- WANG, Y. R.; PETERS, D. A. The lifting rotor inflow mode shapes and blade flapping vibration system eigen-analysis. **Computer Methods in Applied Mechanics and Engineering**, Amsterdam, v. 134, n. 1, p. 91–105, 1996.
- YU, K.; PETERS, D. A. State-space inflow modelling for lifting rotors with mass injection. **The Aeronautical Journal**, Londres, v. 108, n. 1085, p. 333–344, 2004.

CAPÍTULO XI

METAESTRUTURAS ELÁSTICAS COM SISTEMAS LOCALMENTE RESSONANTES NÃO UNIFORMES PARA A MODIFICAÇÃO DAS CARACTERÍSTICAS DE TRANSMISSIBILIDADE DA ESTRUTURA

ELASTIC METASTRUCTURES LEVERAGING NON-UNIFORM LOCALLY RESONATING SYSTEMS FOR TRANSMISSIBILITY ENHANCEMENT

DOI: 10.51859/ampla.tac372.1122-11

Renan Trevizan de Melo ¹
Vagner Candido de Sousa ²

¹ Mestrando em Engenharia Aeroespacial. Universidade Estadual Paulista – UNESP

² Professor Assistente da Universidade Estadual Paulista – UNESP

RESUMO

Este estudo apresenta uma análise sobre metamateriais elásticos com sistemas localmente ressonantes sintonizados de maneira não uniforme, visando desenvolver uma solução interessante para a atenuação de vibrações sem adição de massa extra. As equações de movimento de um metamaterial, uma viga em balanço com cinco ressonadores sob excitação de base harmônica, foram resolvidas no domínio da frequência para uma faixa de frequências de excitação selecionada. Gráficos de transmissibilidade foram obtidos a fim de comparar estudos de caso variados com um caso de referência. Quando certos ressonadores (aqui identificados como 3 e 5) têm suas massas diminuídas em 30%, a largura de banda do *bandgap* aumenta em 21,95%. Ao considerar também uma redução de massa expressiva de 41% no ressonador 4, o *bandgap* aumentou em 34,81%. Por outro lado, modificações adicionais nos ressonadores 1 e 2 promoveram melhorias de 85,45% na largura de banda do *bandgap* quando suas frequências alvo foram diminuídas em 36% e 19%, respectivamente. Portanto, ressonadores não uniformes cuidadosamente ajustados podem melhorar significativamente a resposta do modelo, ajudando, inclusive, a reduzir a massa total por eles adicionada.

Palavras-chave: Metamateriais. Vibrações. Ressonadores. Transmissibilidade. *Bandgap*.

ABSTRACT

This study presents an analysis about elastic metamaterials with unevenly tuned locally resonant systems, in an effort to develop an interesting solution of vibrations attenuation with no addition of extra mass. Equations of motion for a five-resonator metamaterial beam under harmonic base excitation were solved in frequency domain for a range of excitation frequencies. Transmissibility plots were obtained so that a number of different case studies could be compared with a reference case. When certain resonators (hereby identified as 3 and 5) have their masses decreased by 30% the bandgap bandwidth increases by 21.95%. Moreover, when an expressive mass reduction of 41% in resonator 4 was also considered, the bandgap increased by 34.81%. Additional modifications on the resonators 1 and 2 promoted improvements of 85.45% on the bandgap bandwidth when their target frequencies have been decreased by 36% and 19%, respectively. So carefully tuned non-uniform resonators can significantly improve the model response, helping also to reduce the total mass added by them.

Keywords: Metamaterials. Vibrations. Transmissibility. Resonator. Bandgap.

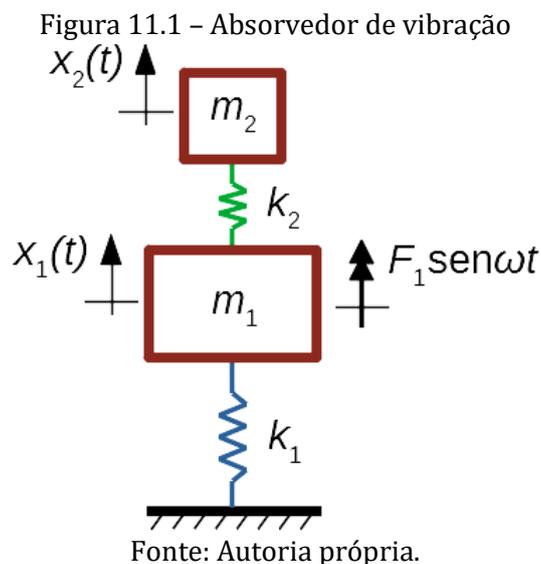
1. INTRODUÇÃO

Vibrações mecânicas representam um dos principais fatores relacionados à fadiga precoce dos materiais (MEIROVITCH, 2001), gerenciando circunstâncias adversas que mitigam a segurança do trabalho humano. Não obstante aos estudos historicamente observados a este respeito, a análise e controle de vibrações compreende um tema de pesquisa bastante atual.

Diversas técnicas tradicionais são empregadas no controle vibracional. Segundo Paz e Kim (2019), o ajuste dos parâmetros de massa, rigidez e amortecimento de um sistema permitem, em muitos casos, o controle de seu comportamento quando sujeito a algum tipo de excitação harmônica, evitando a ocorrência de vibrações mais violentas para operações em frequências próximas à ressonância.

Esse ajuste, todavia, nem sempre é possível. Para estes casos, a adição de um sistema massa mola pode ser feita de modo a impor um novo grau de liberdade, produzindo uma configuração cuja resposta sob uma determinada frequência ressonante crítica passa a ser atenuada ou extinta. Novas frequências ressonantes surgem nestas circunstâncias, mas geralmente apresentam-se razoavelmente distantes da frequência de operação (MEIROVITCH, 2001).

O sistema referido é denominado ressonador ou absorvedor, ilustrado na Figura 11.1, cuja representação exemplifica um sistema modelo, originalmente com 1 grau de liberdade, ao qual adicionou-se um absorvedor para controle da vibração.



Em que pese a eficácia das metodologias tradicionais empregadas para o controle de vibrações, é comum que estas resultem em aumentos expressivos de massa. Ademais, é possível que a técnica aplicada seja efetiva apenas para uma faixa muito restrita de frequências de excitação, a qual deverá ser estabelecida durante o estágio de projeto do dispositivo absorvedor. Mediante essas questões, técnicas mais modernas tendem a envolver o uso dos chamados materiais inteligentes (GIURGIUTIU, 2000), ou de metamateriais (LIU et al., 2000; SUGINO et al., 2016; SUGINO et al., 2017a), que podem ser combinados em configurações avançadas (SUGINO et al., 2017b; SOUSA et al., 2018a; SOUSA et al., 2018b; SILVA et al., 2020) otimizando ainda mais os resultados, ou incrementando novas funcionalidades ao sistema.

Materiais inteligentes oferecem a capacidade de intercâmbio de energia entre diferentes domínios físicos. Os exemplos mais comuns desses materiais são, provavelmente, os piezoelétricos e as ligas com memória de forma. Piezoelétricos são dispositivos capazes de converter energia mecânica em energia elétrica, e vice-versa. Materiais com memória de forma (ligas metálicas ou polímeros), por sua vez, podem realizar trabalho mecânico a partir de diferentes tipos de estímulos externos (sendo o aumento da temperatura da liga o caso mais comum) (LAGOUDAS, 2008).

Os metamateriais podem ser obtidos utilizando-se diferentes tipos de elementos ressonadores de forma otimizada (não necessariamente baseados em materiais inteligentes), e são projetados para exibir características normalmente não encontradas de maneira natural. Uma das características que podem ser obtidas com um metamaterial é a formação de um *bandgap*, isto é, uma região de atenuação das vibrações em torno de uma faixa de frequências de excitação. Vale destacar que o *bandgap* pode compreender baixas frequências mesmo em estruturas relativamente pequenas (SUGINO et al., 2016; SUGINO et al., 2017a).

Diversos estudos contribuíram para o avanço das técnicas que incorporam o emprego dos metamateriais. As primeiras análises acerca da formação do *bandgap* envolveram metamateriais acústicos, e foram apresentadas por Liu et al. (2000), trazendo novas perspectivas para pesquisas na área. Do ponto de vista mecânico, Yu et al. (2006) inovou investigando um *bandgap* flexural, tomando por base uma viga de Euler-Bernoulli com absorvedores de vibração de dois graus de liberdade. Empregou, para tanto, uma abordagem de matriz de transferência na determinação

da resposta esperada, a qual foi validada por meio da modelagem por elementos finitos junto a ensaios experimentais.

Consoante com o viés supracitado, Sugino et al. (2016) se propôs a avaliar um caso pertinente a estruturas finitas, cuja resposta dinâmica é determinada pelas formas modais da estrutura. Deste modo, empregou uma abordagem de análise modal para a formação do *bandgap* em feixes de metamateriais finitos localmente ressonantes para um caso uniforme. Os estudos promovidos neste caso, validaram a suposição de infinitos absorvedores em uma estrutura finita, possibilitando a alocação do *bandgap* em uma faixa de frequências desejada.

Contribuindo, ainda, com o estudo de configurações mais avançadas deste modelo, Sousa et al. (2018a), Sousa et al. (2018b) retomou a problemática elucidada por Sugino et al. (2016) incrementando o uso de materiais inteligentes. Metamateriais acústicos/elásticos com ressonadores puramente mecânicos geralmente não exibem características reconfiguráveis e adaptativas, uma vez que a frequência do *bandgap* é especificada para uma razão de massa e rigidez dos ressonadores. Nesse sentido, os estudos mencionados partiram da premissa de que a substituição dos ressonadores comuns por ressonadores uniformes constituídos de ligas com memória de forma (do inglês, *Shape Memory Alloys* - SMAs) traz um comportamento de sintonização aprimorado, tornando as propriedades do *bandgap* ajustáveis em vista da mudança no módulo de elasticidade das SMAs com a temperatura.

Os casos elucidados contribuíram para a compreensão do comportamento e aplicabilidade dos metamateriais no controle de vibrações, demonstrando a viabilidade de uma alocação e sintonização do *bandgap* de forma conveniente. Destaca-se, contudo, que estes estudos partiram de configurações uniformes para os ressonadores distribuídos ao longo do metamaterial. Nesse ínterim surge a principal meta deste trabalho: investigar o efeito da sintonia não uniforme de sistemas localmente ressonantes sobre a resposta estrutural dinâmica de um metamaterial.

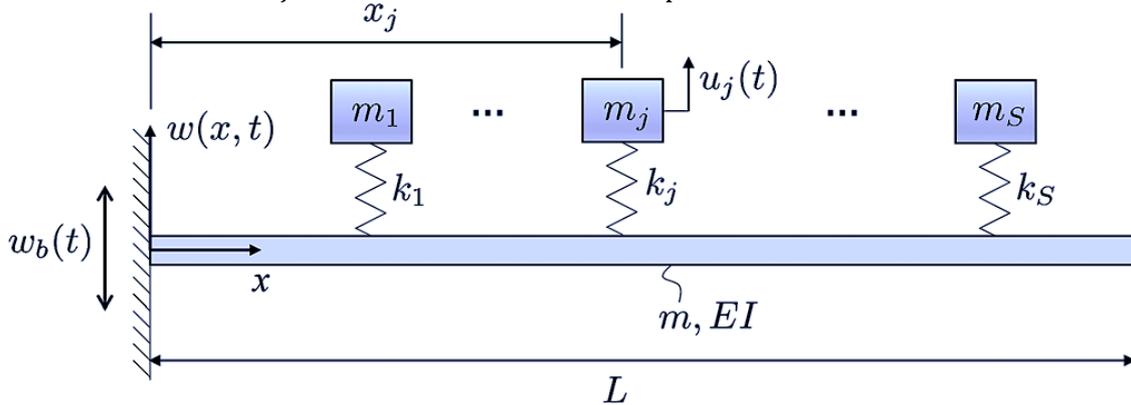
Em suma, a motivação para o aprofundamento deste estudo é simples. Por um lado, a largura do *bandgap* (em termos de frequência) aumenta com o aumento da massa na estrutura. Por outro lado, certas estruturas (aeronáuticas, por exemplo) possuem restrições severas quanto ao aumento de massa. É proposta, portanto, uma investigação cujo principal objetivo está alicerçado no interesse de se obter faixas

de atenuação relativamente amplas sem a necessidade de aumentos significativos de massa, visando observar o aumento do *bandgap* sob tais circunstâncias.

2. ANÁLISE MODAL DA FORMAÇÃO DO *BANDGAP*

Considere uma viga de Euler-Bernoulli uniforme, com condições de contorno arbitrárias, rigidez à flexão EI , densidade linear de massa m , e comprimento L (Figura 11.2). Soma-se a isso, uma excitação de base $w_b(t)$, com vibrações transversais relativas denotadas por $w(x, t)$ e deslocamento absoluto $w_{abs}(x, t) = w_b(t) + w(x, t)$. Assume-se, sem perdas na generalização do método, que o sistema é não amortecido, e considera-se a alocação de S absorvedores (sistemas massa mola) presos à viga em posições x_j , com massas m_j , rigidez k_j , frequências naturais $\omega_{aj}^2 = k_j/m_j$, e deslocamentos relativos u_j , para $j = 1, 2, \dots, S$.

Figura 11.2 – Esquemático de um metamaterial, neste caso, uma viga em balanço sob excitação de base com ressonadores puramente mecânicos



Fonte: Autoria própria.

A equação de movimento para a viga em coordenadas físicas, na ausência de forças externas, é dada por (SUGINO et al., 2016; SOUSA et al., 2018a)

$$EI \frac{\partial^4 w}{\partial x^4} + m \frac{\partial^2 w}{\partial t^2} - \sum_{j=1}^S m_j \omega_{aj}^2 u_j(t) \delta(x - x_j) = -m \ddot{w}_b(t) \quad (1)$$

onde $\delta(x)$ é a função delta de Dirac. A equação para cada ressonador assume a forma

$$\ddot{u}_j(t) + \omega_{aj}^2 u_j(t) + \frac{\partial^2 w}{\partial t^2}(x_j, t) = -\ddot{w}_b(t). \quad (2)$$

As frequências naturais ω_i e os modos de vibrar $\phi_i(x)$ são conhecidos (MEIROVITCH, 2001; PAZ; KIM, 2019) para a viga na ausência de ressonadores, e são denotados por

$$\omega_i = (\beta_i L)^2 \sqrt{\frac{EI}{mL^4}} \quad (3)$$

$$\phi_i(x) = A_i \left[(\cosh \cosh \beta_i x - \cos \cos \beta_i x) + \left(\frac{\cos \cos \beta_i L + \cosh \cosh \beta_i L}{\sin \sin \beta_i L + \sinh \sinh \beta_i L} \right) (\sinh \sinh \beta_i x - \sin \sin \beta_i x) \right] \quad (4)$$

sendo $\beta_i L$ os autovalores do problema, obtidos da equação característica para uma viga em balanço com condições de contorno engastada-livre

$$\cos \cos \beta L \cosh \cosh \beta L = -1 \quad (5)$$

Ademais, os modos de vibrar são normalizados, de forma que é válida a igualdade

$$\int_0^L \phi_i(x) \phi_j(x) dx = L \delta_{ij} \quad (6)$$

onde δ_{ij} é o delta de Kronecker.

Nestas condições, o deslocamento transversal da viga pode ser obtido por

$$w(x, t) = \sum_{k=1}^N \phi_k(x) \eta_k(t) \quad (7)$$

sendo N o número de modos considerados.

A substituição da equação (7) nas equações (1) e (2), aplicando as condições de ortogonalidade (MEIROVITCH, 2001), permite rearranjar as equações em

coordenadas modais (SUGINO et al., 2016; SOUSA et al., 2018a), de tal modo que estas passam a ser expressas por

$$\sum_{i=1}^N \left[\delta_{ik} + \sum_{j=1}^S \hat{m}_j \phi_i(x_j) \phi_k(x_j) \right] \ddot{\eta}_i(t) + \sum_{j=1}^S \hat{m}_j \phi_k(x_j) \ddot{u}_j(t) + \omega_k^2 \eta_k(t) = -\ddot{w}_b(t) \left(\int_0^L \phi_k(x) dx + \sum_{j=1}^S \hat{m}_j \phi_k(x_j) \right) \quad (8)$$

$$\ddot{u}_j(t) + \omega_{aj}^2 u_j(t) + \sum_{i=1}^N \ddot{\eta}_i(t) \phi_i(x_j) = -\ddot{w}_b(t) \quad (9)$$

onde $\hat{m}_j = m_j/(mL)$ corresponde à massa normalizada do j -ésimo ressonador, sendo assumido que os índices livres k e j vão de 1 até N e de 1 até S , respectivamente.

Deste modo, as equações (8) e (9) constituem um sistema com $N + S$ equações diferenciais de segunda ordem acopladas, cuja solução pode ser obtida de formas variadas. O índice i denota o acoplamento vigente entre os modos, e vai de 1 até N .

Destaca-se a possibilidade de se obter as frequências ressonantes aproximadas e as formas modais de toda a estrutura por intermédio de um problema de autovalor, cuja solução pode ser feita de maneira numérica no domínio da frequência, tomando por base as amplitudes das oscilações de interesse. Assumindo oscilações harmônicas para uma dada frequência de excitação ω , e usando uma barra superior para indicar termos de amplitude, a equação (9) pode ser resolvida para a amplitude dos ressonadores (SUGINO et al., 2016)

$$\underline{u}_j = \frac{\omega^2}{\omega_{aj}^2 - \omega^2} \sum_{i=1}^N \underline{\eta}_i \phi_i(x_j) + \frac{\omega^2}{\omega_{aj}^2 - \omega^2} \underline{w}_b \quad (10)$$

Substituindo, por fim, a equação (10) na equação (8), obtemos uma formulação generalizada para determinação dos deslocamentos modais ($\underline{\eta}$), que

permitem a visualização do *bandgap* formado em virtude da alocação dos ressonadores, sintonizados com base em uma frequência objetivo ω_t . A expressão final de interesse assume, portanto, a forma

$$(\omega_k^2 - \omega^2)\underline{\eta}_k - \omega^2 \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^S \frac{\hat{m}_j \omega_{aj}^2}{\omega_{aj}^2 - \omega^2} \phi_i(x_j) \phi_k(x_j) \underline{\eta}_i = \underline{Q}_k \quad (11)$$

onde,

$$\underline{Q}_k = \underline{w}_b \omega^2 \left(\frac{1}{L} \int_0^L \phi_k(x) dx + \sum_{j=1}^S \frac{\hat{m}_j \omega^2}{\omega_{aj}^2 - \omega^2} \phi_k(x_j) \right) \quad (12)$$

3. ANÁLISE DE CONFIGURAÇÕES COM RESSONADORES NÃO UNIFORMES

A estratégia de análise adotada consistiu em se abandonar a configuração típica de ressonadores sintonizados de maneira uniforme (SUGINO et al., 2016; SUGINO et al., 2017a; SOUSA et al., 2018a; SOUSA et al., 2018b), com a expectativa de que o *bandgap* pudesse ser modificado mediante a sintonização individual dos ressonadores. Esta modificação, no entanto, poderia se manifestar sob forma de uma ampliação do *bandgap* (que entendemos como resultado positivo) ou sob forma de uma redução do mesmo.

Assim, os métodos que perfizeram os desdobramentos deste trabalho foram embasados em simulações numéricas, sendo de cunho teórico, mas com aplicações práticas, requerendo apenas o uso de recursos computacionais.

Nesse sentido, uma análise via método dos elementos finitos foi elaborada em Python, possibilitando a análise de diferentes configurações e corroborando para a visualização do comportamento da estrutura. Propôs-se, ainda, uma figura de mérito para quantificar os efeitos observados, de forma a possibilitar uma análise comparativa mais fidedigna.

A averiguação numérica para solução do modelo proposto no domínio da frequência ficou a cargo da elaboração de um código em linguagem Matlab. O tratamento matricial propiciado por esta linguagem contribuiu para uma implementação eficiente do equacionamento base que fundamenta o modelo de metamateriais (Equações (11) e (12)).

Os dados que perfizeram os algoritmos estruturados incluíram os parâmetros geométricos e estruturais da viga principal e dos ressonadores (SUGINO et al., 2016; SOUSA et al., 2018b). A viga compreende uma peça de alumínio com comprimento (L) de $0,2\text{ m}$, massa por comprimento (m) igual a $0,3256\text{ kg/m}$ e rigidez à flexão (EI) de $0,45258\text{ N.m}^2$. Os ressonadores, por sua vez, compreendem, inicialmente, cinco vigas ressonantes ($S = 5$) com massas (m_{aj}) iguais a $0,00911\text{ kg}$, e são distribuídos de maneira uniforme ao longo da viga principal. Ademais, sua frequência foi escolhida de forma que $\omega_{aj} = \omega_t = 0,868\omega_2$.

Para as simulações, foram considerados os quinze primeiros modos de vibrar da viga principal ($N = 15$), por meio dos quais foram obtidos os autovalores de interesse ($\beta_r L$) e as frequências naturais da viga (ω_k). Uma vez elaborada uma rotina para cálculo dos modos de vibrar nas posições dos ressonadores ($\phi_i(x_j)$), o tratamento matricial do equacionamento pertinente permitiu o cálculo dos deslocamentos modais ($\underline{\eta}(\omega)$) e físicos ($\underline{w}(\omega)$), possibilitando a avaliação da transmissibilidade da metaestrutura.

Sucessivas simulações numéricas foram exploradas visando a identificação de casos promissores. A comparação do efeito da modificação dos ressonadores em comparação com o caso uniforme e com cada novo caso testado foi feita vislumbrando a ampliação do *bandgap* atrelada à redução da massa total do sistema.

Diante de alguns resultados preliminares de modificações individuais, foi possível restringir o universo de escolhas associado a modificações conjuntas dos ressonadores. Identificou-se, a princípio, a possibilidade de ampliação do *bandgap* mediante redução das massas dos ressonadores 3 e 5, podendo o ressonador 4 contribuir, também, em um caso de modificação não isolada.

Outra proposição avaliada consistiu nos casos de redução das massas pertinentes (visando o aumento da frequência de sintonia dos ressonadores) aliada à redução da rigidez dos demais ressonadores (tendo em vista os casos em que a diminuição da frequência sintonizada é promissora). Vários casos deste intento foram simulados, e o mais promissor revelou uma ampliação expressiva do *bandgap* para o conjunto de frequências estabelecido. Este conjunto foi obtido por meio de sucessivos testes abrangendo reduções de 10% a 30% das frequências dos primeiros dois ressonadores e aumentos de 10% a 30% nas frequências dos três últimos.

Nesse sentido, diferentes configurações de modificações conjuntas foram testadas. Dentre estas, os cinco casos mais atrativos foram selecionados e avaliados segundo a figura de mérito proposta. Esta análise culminou nos dados elencados na Tabela 11.1, descritiva dos parâmetros que caracterizam os melhores casos observados.

Tabela 11.1 – Parâmetros característicos referentes aos casos de interesse

Descrição	ω_{a1}	ω_{a2}	ω_{a3}	ω_{a4}	ω_{a5}	$\sum m_{aj}$
Caso uniforme	ω_t	ω_t	ω_t	ω_t	ω_t	0,0456g
Caso 1	ω_t	ω_t	$1,1\omega_t$	ω_t	$1,1\omega_t$	0,0424g
Caso 2	ω_t	ω_t	$1,1\omega_t$	ω_t	$1,2\omega_t$	0,0412g
Caso 3	ω_t	ω_t	$1,2\omega_t$	ω_t	$1,2\omega_t$	0,0400g
Caso 4	ω_t	ω_t	$1,1\omega_t$	$1,3\omega_t$	$1,2\omega_t$	0,0375g
Caso 5	$0,8\omega_t$	$0,9\omega_t$	$1,1\omega_t$	$1,3\omega_t$	$1,2\omega_t$	0,0375g

Fonte: Autoria própria.

3.1. ANÁLISES VIA MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS

A problemática foi avaliada considerando o método dos elementos finitos em linguagem Python. Este método permite prever o comportamento de cada elemento, de forma local na estrutura, a partir do conhecimento das funções que modelam seu entorno, cuja interpolação permite prever o comportamento interno do elemento estrutural (PAZ; KIM, 2019).

Estas funções são descritas como funções de forma, caracterizadas matematicamente por retornar um valor nulo nas bordas do elemento e unitário ao longo de seu domínio interno. Conhecido o comportamento de cada elemento de forma isolada, é possível compor uma combinação dos mesmos a fim de se obter uma resposta global que caracterize a estrutura.

Para a análise pretendida, utilizou-se uma malha unidimensional e elementos do tipo viga para a elaboração de uma rotina numérica que permitisse avaliar os efeitos da alocação de sistemas localmente ressonantes, sintonizados de maneira não uniforme, sobre a resposta em frequência de uma viga em balanço sob excitação de base senoidal (sinal *chirp*).

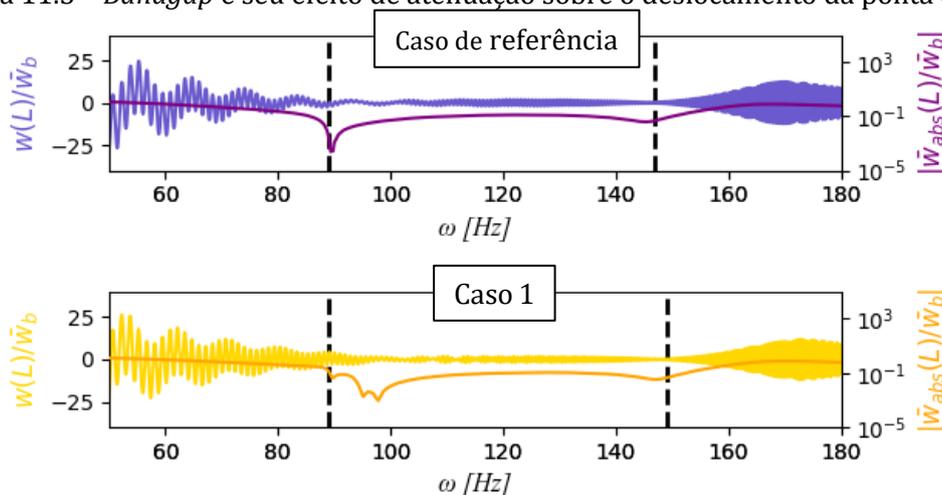
Em suma, os principais parâmetros relevantes para a problemática de elementos de viga unidimensionais de interesse são: as matrizes de massa (M),

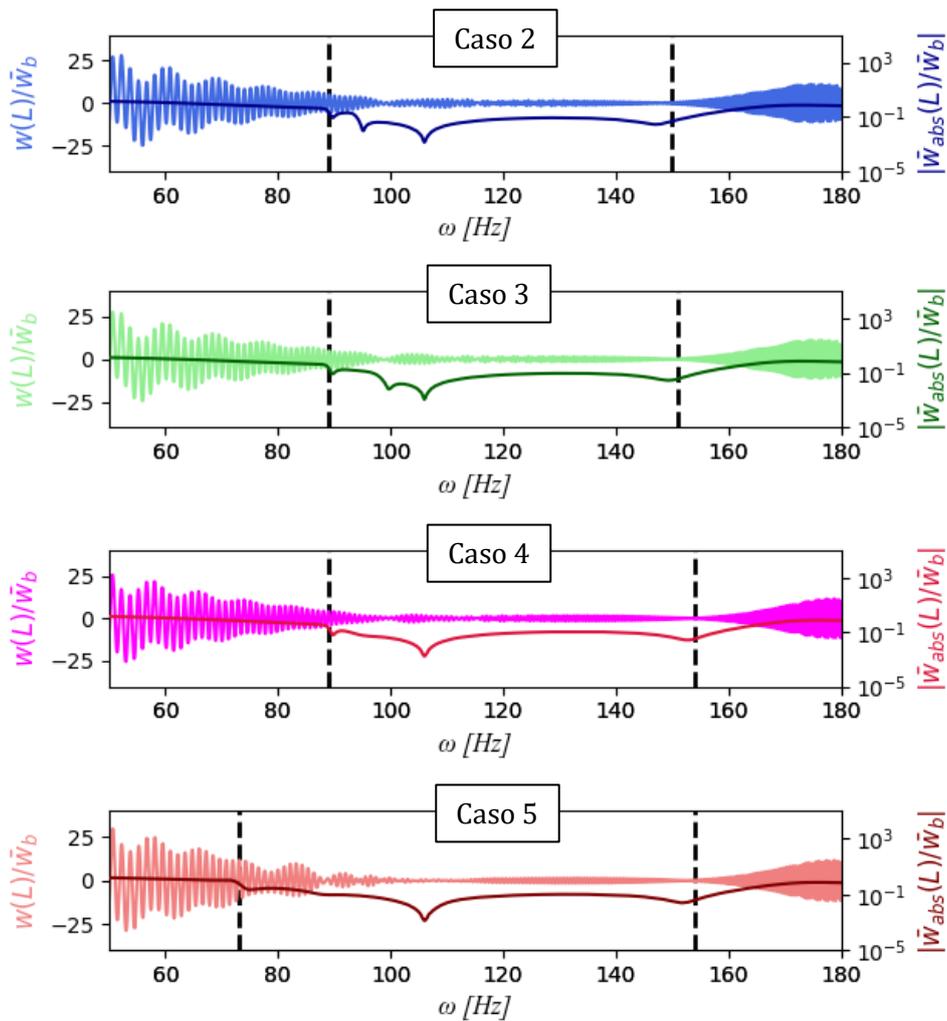
rigidez (K) e amortecimento (C) do sistema; uma matriz característica (N), definida pelas funções de forma mencionadas; uma matriz característica (B), definida pelas derivadas das derivadas parciais das funções de forma; o vetor (F) de forças concentradas nos nós da malha disposta na estrutura; e o vetor (U) de deslocamentos dos graus de liberdade. Por meio destes é possível obter as características de interesse da estrutura analisada, as quais permitem o cálculo dos deslocamentos de interesse e da FRF (Função de Resposta em Frequência) requerida.

Inicialmente, estruturou-se uma malha com 49 elementos ao longo de uma viga de $0,2\text{ m}$ de comprimento. Definida a malha e estabelecidas as condições de contorno pertinentes, as matrizes de massa, rigidez e amortecimento foram apropriadamente obtidas, permitindo a aplicação do método $HHT - \alpha$ (Hilber-Hughes-Taylor- α , uma variação do método de Newmark), para determinação dos deslocamentos dos nós ao longo do tempo.

Avaliou-se a resposta em frequência para os casos com ressonadores não uniformes por meio da transformada rápida de Fourier (FFT), o que permitiu identificar o surgimento do *bandgap* para uma marcha no tempo de $0,01\text{ s}$, utilizada para uma convergência mais rápida do método. A Figura 11.3 ilustra o caso de referência e os respectivos casos de interesse.

Figura 11.3 – *Bandgap* e seu efeito de atenuação sobre o deslocamento da ponta da viga





Fonte: Autoria própria.

3.2. AVALIAÇÃO DAS MODIFICAÇÕES PROPOSTAS MEDIANTE UMA FIGURA DE MÉRITO ESTABELECIDA

Visando uma comparação mais fidedigna dos casos avaliados, foi feita a proposição de uma figura de mérito para quantificar a ampliação do *bandgap*, mensurando sua extensão por intermédio da diferença aproximada entre as frequências que perfazem suas fronteiras, a fim de fazer uma comparação com o comprimento original do caso de referência (uniforme).

3.2.1. AMPLIAÇÕES DO BANDGAP

A Figura 11.3 mostra que os casos não uniformes, na ordem em que são apresentados, trouxeram ampliações crescentes na extensão total do *bandgap* quando comparados com o caso de referência. Os acréscimos obtidos são apresentados na Tabela 11.2.

Tabela 11.2 – Incremento observado na largura do *bandgap*

Descrição	Incremento do <i>bandgap</i>
Caso 1	9,12%
Caso 2	11,75%
Caso 3	21,92%
Caso 4	34,81%
Caso 5	85,45%

Fonte: Autoria própria.

3.2.2. COMPORTAMENTO DO METAMATERIAL

Embora não expresse o comportamento da transmissibilidade de forma detalhada, esta análise contribuiu significativamente para a ratificação das características inicialmente delineadas, e trouxe um indicativo mais palpável do efeito atenuante dos absorvedores sobre a amplitude das oscilações nas diferentes configurações avaliadas.

Este efeito pode ser observado na Figura 11.3, que ilustra, junto à transmissibilidade, o deslocamento absoluto da ponta da viga, cuja amplitude é referenciada pela escala à esquerda. É possível notar, de forma bem definida, a faixa de frequências na qual a amplitude deste deslocamento é drasticamente reduzida pela ação dos ressonadores (o *bandgap*).

3.3. ANÁLISES NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA PARA UMA DISTRIBUIÇÃO EXPONENCIAL DE MASSAS

No intuito de delinear de forma mais prática um futuro estudo de novas modificações, foi estruturada uma distribuição de massas de acordo com um perfil exponencial. Esta distribuição foi baseada no caso mais otimizado encontrado.

Para efeito de análise, foi proposta uma função exponencial natural genérica do tipo

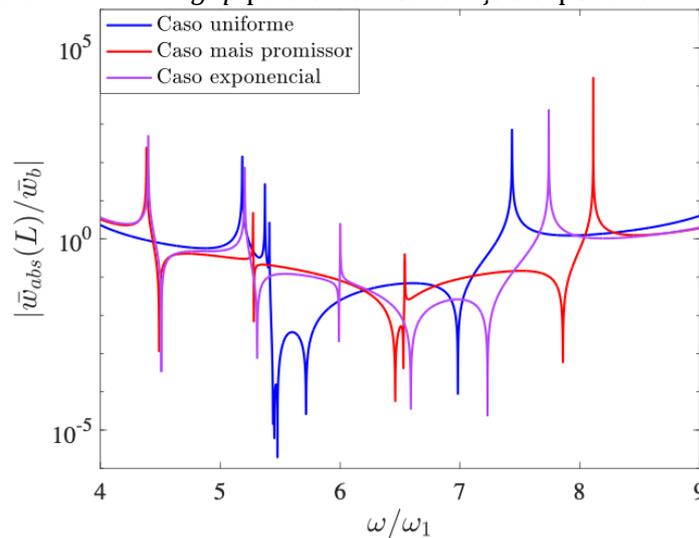
$$f(x) = a + c \exp^{mx+n} \quad (13)$$

com $a = 0,0047$, $c = 0,0142$, $m = -11,6239$ e $n = 0,0564$ (coeficientes reais) e \exp representando a base natural, isto é, o número de Euler ($e \approx 2,71828$). Os coeficientes foram escolhidos, a princípio, de forma arbitrária, e posteriormente modificados de modo que a distribuição de massas se aproximasse daquela referente ao caso mais promissor (Figura 11.4).

O objetivo desta análise não esteve em estudar a fundo a melhor combinação de parâmetros para otimizar a resposta, mas em mostrar a possibilidade de gerenciar um modelo matemático que permita este tipo de enfoque.

Com isso, não seria necessário mudar de forma individual cada ressonador, mas, baseado no melhor resultado já observado, pode-se ajustar o conjunto de ressonadores através dos parâmetros da relação estabelecida para otimizá-la. Para a função modelo escolhida, observou-se um *bandgap* com ampliação de 61,68% em relação ao caso uniforme.

Figura 11.4 – *Bandgap* para uma distribuição exponencial de massas



Fonte: Autoria própria.

4. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste estudo, exploramos metamateriais localmente ressonantes com sintonia não uniforme, em um esforço para desenvolver uma solução interessante para a atenuação de vibrações sem adição de massa extra (no que diz respeito à configuração uniforme). A obtenção de faixas de atenuação mais amplas, em vista desta proposta, mostrou-se factível mediante os resultados obtidos.

Um modelo analítico para um metamaterial localmente ressonante em vibrações transversais foi considerado, e as equações de movimento para o caso de cinco ressonadores sob excitação de base harmônica foram resolvidas no domínio da frequência para uma faixa de frequências de excitação. Os testes realizados permitem concluir a veracidade das hipóteses levantadas, e alicerçam a

possibilidade de otimização das metaestruturas em detrimento da sintonia não uniforme dos ressonadores.

Gráficos de transmissibilidade (uma medida da relação mecânica de entrada-saída) foram obtidos e vários estudos de caso diferentes puderam ser comparados com o caso de referência obtido para ressonadores sintonizados uniformemente na mesma frequência natural (que também corresponde à frequência alvo do metamaterial). As previsões numéricas mostraram que quando certos ressonadores (identificados como 3 e 5) têm suas massas diminuídas em 30%, a largura de banda do *bandgap* aumenta em 22% (quando comparado com o caso de referência). Além disso, quando uma redução expressiva de massa de 41% no ressonador 4 também foi considerada, o *bandgap* aumentou em 34,81%.

Por outro lado, os ressonadores 1 e 2 promoveram melhorias de 85,45% na largura de banda do *bandgap* quando suas frequências naturais (e, portanto, suas frequências alvo) também diminuíram em 36% e 19%, respectivamente (alcançado pela diminuição da rigidez da mola correspondente). Podemos concluir, portanto, que ressonadores não uniformes cuidadosamente ajustados podem melhorar significativamente a resposta do modelo (em termos de largura de banda do *bandgap*). Além disso, em vários casos, o ajuste adequado dos ressonadores também ajuda a diminuir a massa adicionada pelos ressonadores.

Concluiu-se, por fim, que a aplicação de uma função base para o ajuste de uma curva alvo, tomando por base com o melhor caso encontrado, pode vir a tornar o estudo mais eficiente no sentido de conduzir o enfoque a uma análise dos melhores parâmetros que adequam o sistema ao comportamento mais otimizado esperado.

REFERÊNCIAS

- GIURGIUTIU, V. Review of smart-materials actuation solutions for aeroelastic and vibration control. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, Lancaster, v. 11, n. 7, p. 525–544, 2000.
- LAGOUDAS, D. C. *Shape memory alloys*. Gewerbestrasse: Springer US, 2008. ISBN 978-0-387-47685-8.
- LIU, Z. et al. Locally resonant sonic materials. *Science*, New York, v. 289, n. 5485, p. 1734–1736, 2000.

- MEIROVITCH, L. *Principles and techniques of vibrations*. International edition. New York: McGraw-Hill, 2001. (Mechanical Engineering Series). ISBN 0-07-041345-2.
- PAZ, M.; KIM, Y. H. *Structural dynamics*. 6. ed. Gewerbestrasse: Springer International Publishing, 2019. ISBN 978-3-319-94743-3.
- SILVA, T. M. P. et al. An experimental study of a piezoelectric metastructure with adaptive resonant shunt circuits. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, New York, v. 25, n. 2, p. 1076–1083, 2020.
- SOUSA, V. C. et al. Adaptive locally resonant metamaterials leveraging shape memory alloys. *Journal of Applied Physics*, New York, v. 124, n. 6, p. 064505, 2018a.
- SOUSA, V. C. et al. Tunable metamaterial beam with shape memory alloy resonators: theory and experiment. *Applied Physics Letters*, New York, v. 113, n. 14, p. 143502, 2018b.
- SUGINO, C. et al. On the mechanism of bandgap formation in locally resonant finite elastic metamaterials. *Journal of Applied Physics*, New York, v. 120, n. 13, p. 134501, 2016.
- SUGINO, C. et al. An investigation of electroelastic bandgap formation in locally resonant piezoelectric metastructures. *Smart Materials and Structures*, Bristol, v. 26, n. 5, p. 55029, 2017b.
- SUGINO, C. et al. A general theory for bandgap estimation in locally resonant metastructures. *Journal of Sound and Vibration*, London, v. 406, p. 104–123, 2017a.
- YU, D. et al. Flexural vibration band gaps in Euler-Bernoulli beams with locally resonant structures with two degrees of freedom. *Phys. Rev. B*, College Park, v.73, n. 6, p. 064301, 2006.

CAPÍTULO XII

METODOLOGIA PARA CÁLCULO DO DESEMPENHO DE AERONAVES NO PROJETO CONCEITUAL

METHODOLOGY FOR AIRCRAFT PERFORMANCE CALCULATION IN THE CONCEPTUAL DESIGN

DOI: 10.51859/amplla.tac372.1122-12

Leandra Isabel de Abreu ¹

Felipe Pinheiro ²

Rafael Rodrigues Megiolaro ³

Luiz Augusto Camargo Aranha Schiavo ⁴

^{1,4} Professor Assistente Doutor. Universidade Estadual Paulista – UNESP – Faculdade de Engenharia de São João da Boa Vista, SP

^{2,3} Graduando em Engenharia Aeronáutica. Universidade Estadual Paulista – UNESP – Faculdade de Engenharia de São João da Boa Vista, SP

RESUMO

O desenvolvimento de uma nova aeronave demanda métodos e ferramentas bem elaborados em cada fase do projeto devido ao seu alto grau de complexidade. Este trabalho propõe-se a desenvolver uma metodologia de projeto conceitual de aeronaves da aviação geral com foco na obtenção de parâmetros como peso de decolagem, área da asa e potência do motor resultados de requisitos de desempenho. Para tal, baseia-se em metodologias tradicionais já consolidadas e em dados estatísticos de aeronaves da aviação geral. Apresenta uma ordem que se inicia pela apresentação dos principais conceitos utilizados seguida pelo resumo de duas metodologias de projeto conceitual tradicionais. A metodologia proposta traz uma sequência a ser seguida passo a passo, culminando na elaboração de funções restritivas, derivadas de equações de desempenho, que juntas, no gráfico de restrições, delimitam uma região tida como área aceitável de carga-alar e carga de potência da aeronave projetada. Por fim, apresenta um comparativo com as metodologias tradicionais outrora citadas para expor a eficácia da proposta.

Palavras-chave: Metodologia. Projeto Conceitual. Aeronaves. Requisitos de Desempenho.

ABSTRACT

The development of a new aircraft demands well elaborated methods and tools in each phase of the design due to its high degree of complexity. This work proposes to develop a conceptual design methodology for general aviation aircraft with a focus on obtaining parameters such as takeoff weight, wing area and engine power because of performance requirements. To this end, it is based on traditional methodologies that are already consolidated and on statistical data from general aviation aircraft. It presents an order that starts with the presentation of the main concepts used, followed by the summary of two traditional conceptual design methodologies. The proposed methodology brings a sequence to be followed step by step, culminating in the elaboration of restrictive functions, derived from performance equations, which together, in the constraints graph, delimit a region considered as an acceptable area of wing load and power load of the designed aircraft. Finally, it presents a comparison with the traditional methodologies previously mentioned to expose the effectiveness of the proposal.

Keywords: Methodology. Conceptual Design. Aircraft. Performance Requirements.

1. INTRODUÇÃO

No início da construção aeronáutica, grandes avanços eram obtidos a partir de esforços relativamente pequenos. Contudo, com o elevado grau de maturidade dessa tecnologia atualmente para se obter um pequeno ganho no desenvolvimento de uma nova aeronave, há que se aplicar um grande esforço. A criação de uma nova e moderna aeronave necessita cada vez mais de um sólido conhecimento básico e, ao mesmo tempo, de uma sequência lógica e metódica para o bom andamento das atividades de desenvolvimento e um cuidado especial visando a otimização das características desejadas (BARROS, 2001). Tal fato norteia o estabelecimento de uma série de metodologias de projeto de aeronaves que englobam fases de projeto semelhantes, cada qual com pequenas peculiaridades de seus autores e todas com sua contribuição aos esforços de construção modernos.

As metodologias de projeto aeronáutico mais tradicionais, como por exemplo TORENBEEK (1982), ROSKAM (1985), RAYMER (2018), BARROS (2001), entre outros, têm concordado nos aspectos gerais do projeto aeronáutico, divergindo pouco e em partes não essenciais. Na fase de elaboração do projeto, dividem seus trabalhos em três principais etapas: o projeto conceitual, o projeto preliminar e o projeto detalhado. O nível de sofisticação aumenta à medida que o projeto avança para fases subsequentes. É na fase conceitual que as alterações no projeto têm menor custo e maior impacto. Por isso, tendo em vista a redução de riscos, um olhar mais geral sobre as fases iniciais do projeto é sempre bem-vinda, e é o principal escopo deste trabalho.

Embora o procedimento de dimensionamento de uma aeronave na fase conceitual não seja um processo padrão, ele contém uma série de atividades essenciais, comuns às diversas metodologias diferentes. Grande parte das atividades desta fase do projeto são semiempíricas, por exemplo. A metodologia é constantemente calibrada de acordo com dados estatísticos, manuais e tendências históricas, sendo quase sempre o estudo de aeronaves existentes o ponto de partida de um novo projeto. O desenvolvimento de aeronaves é uma atividade diretamente influenciada pelas características e desempenho dos aviões existentes (BARROS, 2001). Outra característica comum às abordagens apresentadas é a natureza iterativa do processo.

O projeto de uma aeronave é uma combinação de ciência, arte e técnica que, juntas, produzem o artefato ideal para atender a um determinado conjunto de requisitos. Um projetista não só deve ter nível suficiente de conhecimento em áreas como aerodinâmica, propulsão, dinâmica de voo, e estrutura, mas também precisa empregar matemática, habilidades, experiências, criatividade, arte e técnicas de design de sistemas (SADRAEY, 2013). O campo aeronáutico é amplo e multidisciplinar, cobrindo uma grande variedade de produtos, disciplinas e domínios, não apenas na engenharia, mas em muitas atividades de apoio relacionadas. Eles se combinam para permitir que a indústria produza aeronaves tecnologicamente avançadas. Este trabalho restringe-se a apenas uma categoria de aeronaves, conhecida por aviação geral. Concentra-se mais especificamente naquelas providas de hélice, que abrange grande parte da frota mundial.

O projeto aeronáutico atual, com toda sua complexidade, jamais seria possível não fossem as modernas ferramentas utilizadas. Desde a década de 1970, o avanço da tecnologia de projeto mudou fundamentalmente devido à disponibilidade de computadores poderosos e dispositivos gráficos interativos. Simultaneamente, um progresso significativo foi feito nos campos de métodos de engenharia computacional e otimização numérica (TORENBEEK, 2013). Apesar de o projeto conceitual ser, em sua maioria, composto por atividades quantitativas, de difícil aplicação computacional, ele é amparado por tal tecnologia em determinados pontos, como na compilação de dados estatísticos e nas análises qualitativas das estimativas de peso e requisitos de desempenho, por exemplo.

Este trabalho baseia-se na influência dos requisitos de desempenho da missão nas características da aeronave durante a fase conceitual do projeto. Utiliza-se de uma metodologia implementada computacionalmente o que possibilita uma rápida comparação com as principais metodologias de projeto conceitual. A intenção da metodologia será gerar características de configuração inicial, como peso de decolagem, carga alar e carga de potência, com base em fórmulas semiempíricas. Os resultados desta fase têm aplicações em etapas subsequentes do projeto. O processo é iterativo e deve ser repetido sempre que os requisitos de projeto não forem atendidos ou sofrerem ambiguidades e inconsistências.

2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo são apresentados os conceitos gerais que delimitam e norteiam o presente trabalho. A começar por uma breve descrição sobre a fase conceitual do projeto aeronáutico. O próximo tópico abordado é referente aos requisitos que demarcam o desenvolvimento de uma aeronave, destacando os requisitos de desempenho.

2.1. PROJETO CONCEITUAL DE AERONAVES

No que antecede a fabricação, um projeto aeronáutico pode ser dividido em três fases: projeto conceitual; projeto preliminar; projeto detalhado.

O projeto conceitual é a primeira etapa do projeto aeronáutico e a que mais carece de detalhamento. Segundo SADRAEY (2013), um ponto de partida apropriado para um projeto no nível conceitual é a identificação de um problema e a definição associada à necessidade. Esta fase normalmente se inicia a partir de um grupo de requisitos estabelecidos pelo mercado, que é o grande responsável pela identificação de tais problemas, definição das necessidades e análise de suas tendências.

Como o próprio nome indica nesta fase a aeronave ainda é um conceito. Os requisitos do projeto, que também podem ser entendidos como uma tradução das necessidades do mercado, são inseridos em um processo que leva a uma configuração da aeronave entendida como satisfatória. Este conceito funcional é então otimizado o tanto quanto possível, depois é congelado e trabalhado em detalhes nas etapas seguintes do projeto (BARROS, 2001).

RAYMER (2018) discorre que é no projeto conceitual que as questões básicas de arranjo de configuração, tamanho, peso e desempenho são respondidas. Ele estabelece cinco questões fundamentais para esta etapa de projeto:

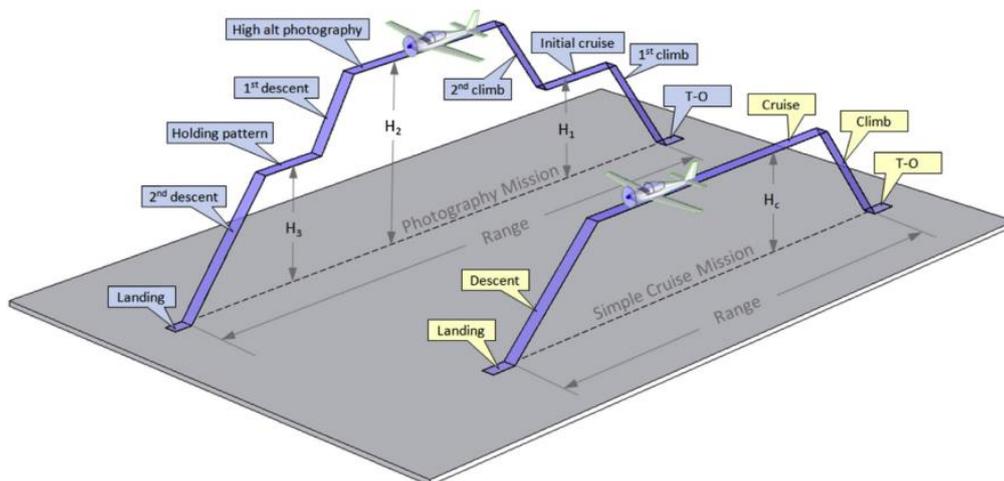
- Quais requisitos orientam o projeto?
- Quais serão seu peso e custo?
- Quais considerações econômicas devem ser observadas?
- Quais tecnologias devem ser utilizadas?
- Todas as respostas para essas questões produzem um artefato viável?

2.2. OS REQUISITOS DO PROJETO AERONÁUTICO

Como já mencionado, um projeto aeronáutico normalmente se inicia a partir de um grupo de requisitos. Todo o projeto conceitual é elaborado depois disso. As especificações dos requisitos abrangem os aspectos desejáveis que darão ao consumidor final o produto que satisfaça suas necessidades. Isso engloba a finalidade do projeto, o desempenho e missões pretendidas para a aeronave, bem como as características gerais da aeronave em questão (RAYMER, 2018).

A missão da aeronave é basicamente o propósito para o qual a aeronave será construída. Dentre os vários propósitos possíveis podem ser citadas as aeronaves destinadas ao transporte (passageiros ou carga), aeronaves executivas, planadores, aviões de caça (combate, interceptação e superioridade aérea), aeronaves de treinamento, acrobáticas, entre outras. Cada qual possui um perfil típico, ou perfil da missão, que é dividido em fases de voo. Existem aeronaves que podem realizar mais de um tipo de missão, neste caso deve ser observada a versatilidade com o qual o projeto foi elaborado para que tal fato fosse possível. A Figura 12.1 exemplifica dois perfis de missões.

Figura 12.1 – Exemplo de dois perfis de missões distintas



Fonte: GUDMUNDSSON (2014).

Uma missão típica, para uma aeronave da aviação geral, pode ser dividida nas seguintes etapas: taxiamento, decolagem, subida, voo de cruzeiro, *loiter* (ou tempo de espera), descida, pouso e novamente taxiamento (BARROS, 2001). O *loiter* ocorre quando, por algum motivo, a aeronave é impedida de aterrissar e um voo de espera é necessário até que a permissão seja concedida. Cada fase da missão requer um

comportamento específico da aeronave e demanda o cumprimento de determinados requisitos de projeto.

Os requisitos de projeto podem ser divididos em categorias. HOWE (2000), por exemplo, divide os requisitos de projeto em três categorias: os requisitos de voo, que lançam critérios de estabilidade e controle; os requisitos de estrutura, que focam em rigidez e resistência dos componentes estruturais; e os requisitos de desempenho.

2.2.1. REQUISITOS DE DESEMPENHO

Os requisitos de desempenho de uma aeronave surgem como uma importante orientação à fase de projeto conceitual. Esses requisitos inserem uma série de questões relacionadas ao comportamento da futura aeronave ao projeto. SADRAEY (2017) apresenta onze questões básicas e gerais, que podem ser aplicadas a todos os tipos de aeronaves e todos os tipos de missões:

- Quanto rápido esta aeronave pode voar em voo de cruzeiro?
- Quanto alto esta aeronave pode voar?
- Quanto longe esta aeronave pode voar?
- Qual deve ser a extensão da pista para decolagem?
- Por quanto tempo esta aeronave pode permanecer no ar?
- Quanto rápido esta aeronave pode subir até determinada altitude?
- Quanto rápido esta aeronave pode fazer uma curva?
- Qual o raio mínimo de curvatura que esta aeronave pode fazer?
- Qual a capacidade de manobra desta aeronave?
- Quais os limites desta aeronave em voo?
- Quanto custa o voo desta aeronave em determinada distância?

Todas estas questões são traduzidas em requisitos de desempenho, que acabam por trazer certa objetividade à fase conceitual de projeto. Os requisitos de desempenho são usados para assegurar que o projeto final satisfaça as exigências da aviação, sendo formuladas por órgãos reguladores ou pelo próprio mercado. Exigências do tipo: distância de decolagem, velocidade de estol, taxa de subida, teto de operação, velocidade de cruzeiro, dentre outras.

Cada item requisitado pode ser determinado através de uma formulação matemática específica, obtida de uma forma semiempírica ao longo da evolução da aviação e de suas técnicas (ROSKAM, 1985; RAYMER, 2018). São três os parâmetros

sempre encontrados em qualquer uma das formulações de desempenho: peso da aeronave, área da asa e potência do motor. Partindo da premissa que tais parâmetros levam a um desempenho específico, o contrário ocorre: requisitos de desempenho levam a uma configuração asa-motor-peso específica. É disso que se trata esta fase do projeto conceitual no que diz respeito ao desempenho da aeronave: fornecer uma faixa de valores de área alar e potência do motor, dado o peso esperado da aeronave, a partir de requisitos de desempenho bem determinados.

3. METODOLOGIA PROPOSTA

Com base nas metodologias analisadas (TORENBEEK, 1982; ROSKAM, 1985; RAYMER, 2018), propõe-se o desenvolvimento de uma metodologia para o cálculo de desempenho na fase de projeto conceitual, cujo foco é a definição de parâmetros fundamentais às fases subsequentes do projeto aeronáutico, como área da asa, potência do motor necessária e peso estimado, dados os requisitos de desempenho. A começar pela obtenção de dados necessários e equações pertinentes ao desenvolvimento de tais funções. Esta metodologia se divide nas seguintes etapas:

- Pesquisa de dados estatísticos através de tabelas;
- Definição de grandezas típicas de cada nível de operação e voo da aeronave, como temperatura, pressão e densidade;
- Definição de equações de movimento e forças aerodinâmicas necessárias ao desenvolvimento de equações de desempenho;
- Definição de parâmetros de funcionamento típicos de aeronaves, como eficiência propulsiva e consumo específico de combustível, que são dados de entradas necessários às equações de desempenho e estimativa de peso;
- Desenvolvimento de equações para estimativa de peso, contemplando a inserção de dois requisitos de desempenho: alcance e autonomia;
- Desenvolvimento das funções restritivas baseadas nos seguintes requisitos de desempenho: velocidades de estol, velocidades máxima e de cruzeiro, taxa de subida, teto, distância de decolagem e distância de pouso.

3.1. DIAGRAMA DE DESEMPENHO DO PROJETO

A elaboração do diagrama de projeto consiste em combinar de forma adequada os parâmetros de desempenho da aeronave em inequações, colocando, sempre que possível, a carga alar em função da relação peso-potência. Os parâmetros de desempenho geralmente utilizados nesta fase são:

- Velocidade de estol, V_S ;
- Velocidade máxima, V_{max}
- Velocidade de cruzeiro, V_{cr} ;
- Taxa de subida, ROC ;
- Teto, h_c ;
- Distância de decolagem, S_{TOG} ;
- Distância de pouso, S_{LG} .

A área da asa e a potência do motor se relacionam com os requisitos de desempenho a partir de dois parâmetros conhecidos: a carga alar e a relação peso-potência. A carga alar é um parâmetro extraído da relação entre o peso da aeronave (W) e a área da asa (S), representada pela razão W/S . Já a relação peso-potência é a relação entre o peso da aeronave e a potência do motor (P), representada por W/P .

O diagrama de restrições é construído a partir da análise das inequações que cada parâmetro de desempenho impõe ao projeto. Segundo GUDMUNDSSON (2014), a chave para a criação de um diagrama de restrições é plotar essas inequações em um único gráfico de forma que W/P seja função de W/S . Em outras palavras, as equações dos parâmetros de desempenho são manipuladas de modo que a carga alar e/ou a razão peso-potência apareçam e comportem-se como funções uma da outra.

Segundo SADRAEY (2013), os seguintes passos são tomados na determinação da área da asa e da potência do motor:

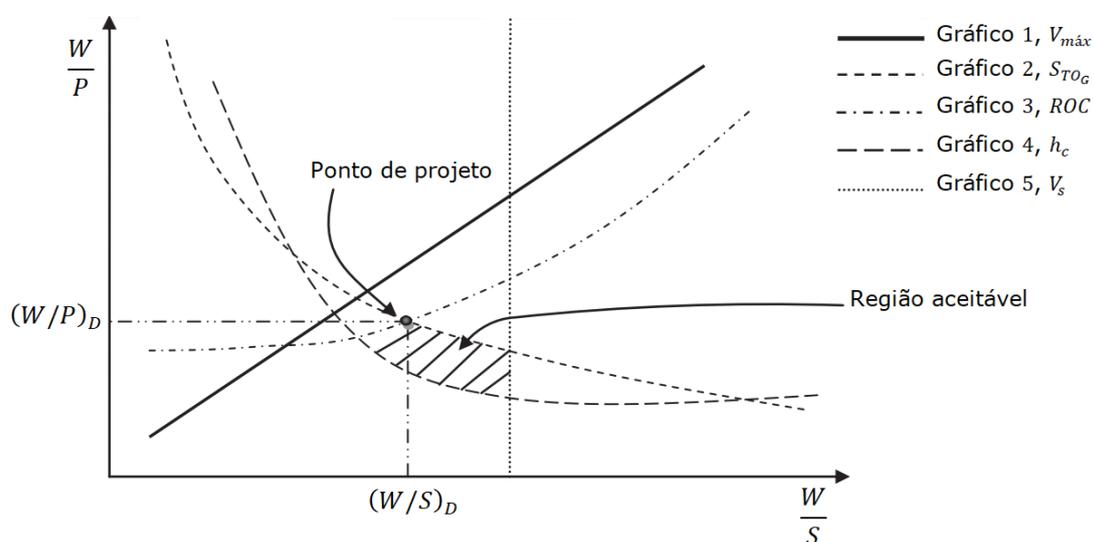
1º passo: Obtenção das inequações para cada requisito de desempenho colocando sempre que possível a carga alar em função da relação peso-potência.

2º passo: Esboço das curvas geradas por cada equação de restrição em um único gráfico, denominado diagrama de restrições, cujos eixos horizontal e vertical

são a carga alar e a carga de potência respectivamente. Essas curvas se cruzam e definem regiões no gráfico.

3º passo: Identificação da região aceitável dentro do diagrama. A região aceitável é aquela que atende a todos os requisitos de desempenho da aeronave. A Figura 12.2 apresenta um exemplo de região aceitável dentro de um diagrama de restrições típico de aeronaves movidas à hélice. A determinação da região aceitável a partir de cada curva de restrição será abordada com mais detalhes no tópico seguinte.

Figura 12.2 - Exemplo de diagrama de restrições para aeronaves à hélice



Fonte: SADRAEY (2013) – Adaptado

4º passo: Determinação do ponto de projeto. O ponto de projeto é um ponto que produz o menor motor em termos de potência dentro da região aceitável.

5º passo: Obtenção da carga alar e da carga de potência correspondentes ao ponto de projeto. Na Figura 12.2 a carga alar de projeto e a relação peso-potência de projeto são representadas por $(W/S)_D$ e $(W/P)_D$ respectivamente.

6º passo: Cálculo da área da asa e da potência do motor a partir do ponto de projeto (ver Figura 12.2). Considerando que o peso máximo da aeronave já foi determinado previamente de acordo com alguma metodologia.

Os princípios dessa técnica foram introduzidos originalmente em um relatório teórico da NASA (LOFTIN, 1980). Posteriormente a técnica foi desenvolvida por ROSKAM (1985) e na sequência por outros autores. As equações para cada parâmetro de desempenho podem ser encontradas em LOFTIN (1980) e qualquer referência de desempenho de aeronaves.

4. RESULTADOS E DISCUSSÕES

Com o intuito de validar as equações obtidas pela metodologia proposta, é feita uma comparação com as metodologias tradicionais aqui discutidas, como ROSKAM (1985) e RAYMER (2018). Para tal, utilizou-se o *Matlab* como ferramenta computacional para a implementação da metodologia. O resultado se resume no peso de decolagem estimado e no gráfico de restrições. Para a obtenção da área da asa e da potência do motor necessárias para aeronave projetada em cada metodologia, basta dividir o peso máximo de decolagem pela carga alar e pela relação peso-potência respectivamente em algum ponto escolhido dentro da região aceitável do diagrama de restrições.

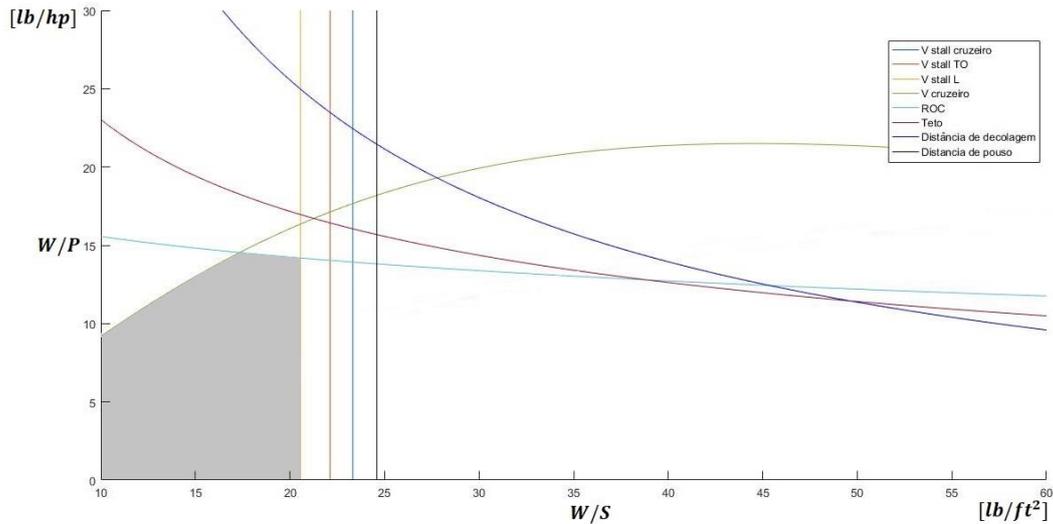
Buscou-se por parâmetros de entrada e dados de desempenho típicos de duas categorias de aeronaves da aviação geral: monomotor pistão e monomotor turboélice (PINHEIRO, 2021). O peso máximo de decolagem estimado de acordo com a metodologia proposta por RAYMER (2018) para cada categoria de aeronave pode ser observado na Tabela 12.1. Os diagramas de restrições com destaque para suas respectivas regiões aceitáveis de tais aeronaves de acordo com metodologia proposta podem ser observados na Figura 12.3 para aeronaves monomotoras a pistão, e na Figura 12.4 para aeronaves monomotoras turboélice.

Tabela 12.1 – Peso máximo de decolagem estimado para cada categoria de aeronave

Categoria da aeronave	Peso máximo de decolagem [lb]
Pistão	3168
Turboélice	4700

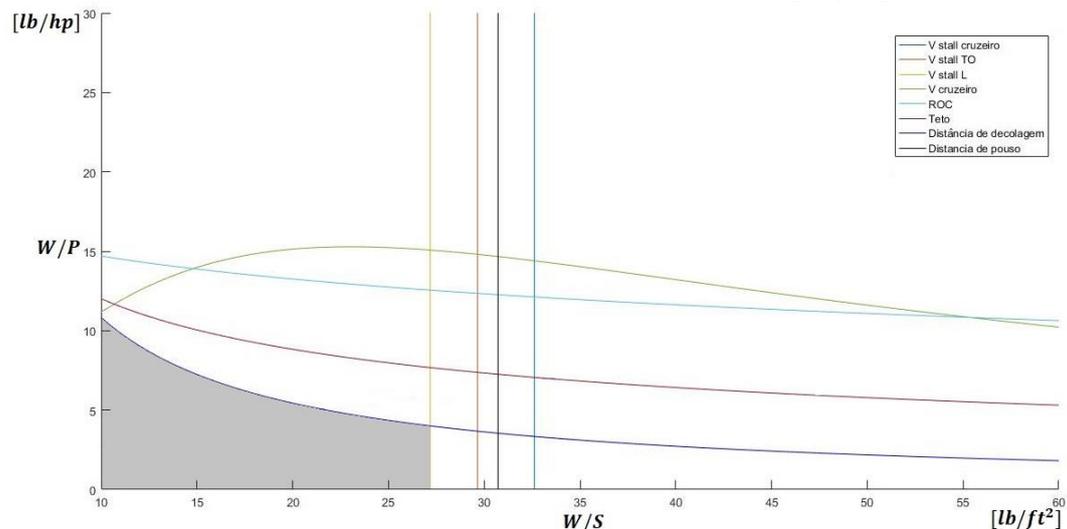
Fonte: Autoria própria.

Figura 12.3 – Gráfico de restrições com região aceitável em destaque para aeronaves monomotoras a pistão de acordo com a metodologia proposta



Fonte: Autoria própria.

Figura 12.4 – Gráfico de restrições com região aceitável em destaque para aeronaves monomotoras turboélices de acordo com a metodologia proposta

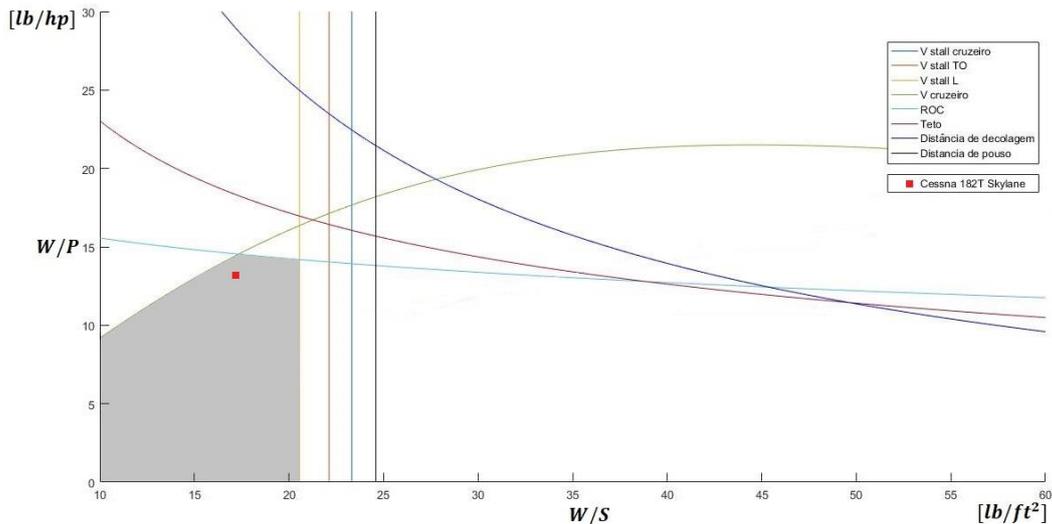


Fonte: Autoria própria

A partir dos resultados obtidos (ver Figura 12.3 e Figura 12.4) pode-se perceber que, no geral, a metodologia proposta impõe limites semelhantes às demais metodologias, o que já era esperado.

Para efeito de ilustração, é válido observar o posicionamento da aeronave Cessna 182T Skylane, uma aeronave monomotor a pistão consolidada comercialmente, dentro do diagrama de restrição da metodologia proposta (ver Figura 12.5). Esta aeronave possui um peso de decolagem igual a 3100lb, uma carga alar igual a 17,66lb/ft² e uma carga de potência igual a 13,48lb/hp (WEISSKOPF, 1958).

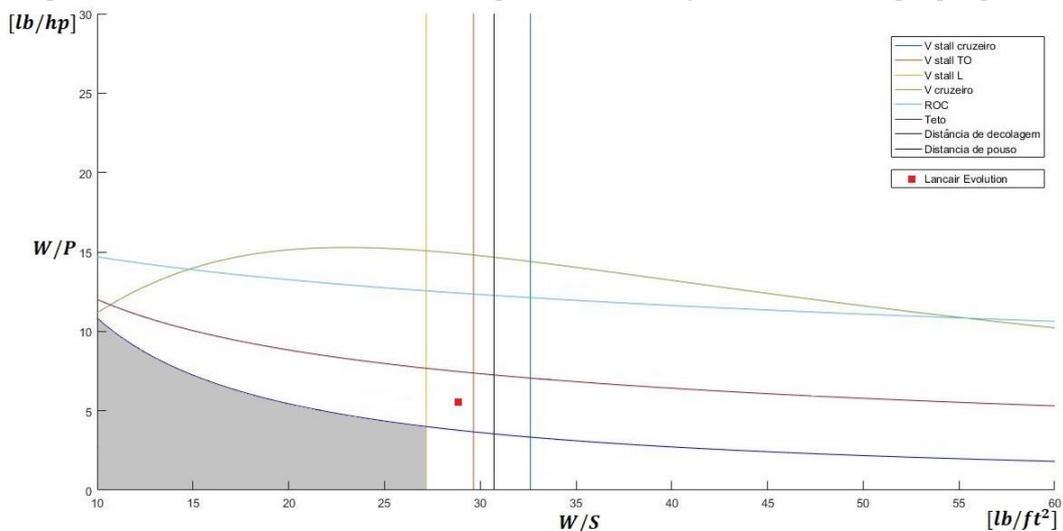
Figura 12.5 - Cessna 182T Skylane no diagrama de restrição da metodologia proposta



Fonte: Autoria própria.

Pode-se observar a partir da Figura 12.5 que o posicionamento da aeronave dentro dos limites propostos para requisitos de desempenho comuns a aeronaves movidas a pistão da aviação geral indica que a metodologia cumpre com êxito àquilo que foi proposta. Porém, isso é apenas um indicativo. À medida que o projeto de uma aeronave avança, dados experimentais e melhores estimativas de peso são inseridos nos estudos. Dito isto, observa-se o posicionamento da aeronave Lancair Evolution no gráfico de restrições da metodologia proposta para aeronaves turboélices na Figura 12.6. Esta aeronave possui um peso de decolagem igual a 4300lb, uma carga alar igual a 29lb/ft² e uma carga de potência igual a 5,7lb/hp (JACKSON, 2012).

Figura 12.6 - Lancair Evolution no diagrama de restrição da metodologia proposta



Fonte: Autoria própria.

De acordo com a Figura 12.6, é possível perceber que o posicionamento da aeronave está fora dos limites da região aceitável indicada pelo diagrama de restrições, porém isso não significa que a metodologia foi falha. Neste caso deve-se observar que a aeronave está nas proximidades da região aceitável. Muito provavelmente, durante a fase de projeto conceitual, esta aeronave se enquadrava dentro dos limites estabelecidos pelo diagrama de restrição, e provavelmente mudanças posteriores levaram a uma maior carga alar e carga de potência.

5. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho apresentou uma proposta de metodologia particular no que diz respeito ao projeto conceitual de aeronaves. A proposta de metodologia dá ênfase na contribuição que os dados estatísticos e os requisitos de desempenho oferecem às fases iniciais do projeto, mais especificamente na obtenção de parâmetros fundamentais e extremamente relevantes no desenho de qualquer aeronave: a área da asa e a potência do motor. Seguindo as metodologias tradicionais, a obtenção de tais parâmetros se dá através do gráfico de restrições, também chamado de diagrama de projeto.

Além de apresentar resultados contundentes com a realidade das demais metodologias, este trabalho apresenta ainda todo o passo a passo que regem sua conduta. Isso possibilita um melhor entendimento e diminui a probabilidade de erros por parte do leitor ao utilizá-lo.

Outro ponto a ser destacado é a compilação de dados e características de aeronaves da aviação geral, mais precisamente de monomotores movidos a pistão e turboélices. Este trabalho oferece também informações a outras etapas do projeto de aeronaves, como configurações geométricas típicas, expandindo sua aplicabilidade. No geral, o uso de ferramentas deste tipo auxilia o projetista e diminui consideravelmente o retrabalho nas etapas mais avançadas do projeto de uma aeronave.

REFERÊNCIAS

BARROS, C.P., Uma metodologia para o desenvolvimento de aeronaves leves subsônicas, 2001, Tese (Doutorado) – Programa de Pós-graduação em Engenharia Mecânica, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2001.

- GUDMUNDSSON, S., General aviation aircraft design: applied methods and procedures, Kidlington, Oxford: Elsevier, 2014.
- HOWE, D., Aircraft Conceptual Design Synthesis, Chippenham, UK: Professional Engineering Publishing, 2000.
- JACKSON, P. A.; HUNTER, J.; DALY, M. Jane's All the World's Aircraft 2012/2013. Jane's Information Group, 2012.
- LOFTIN, L.K., Subsonic Aircraft: Evolution and the Matching of Size to Performance, Langley Research Center, Washington, DC, USA: NASA, 1980.
- PINHEIRO, F., Análise Evolutiva de Aeronaves da Aviação Geral, 2021, Trabalho de Conclusão de Curso – Universidade Estadual Paulista Júlio de Mesquita Filho, São João da Boa Vista, 2021.
- RAYMER, D. P., Aircraft Design: A Conceptual approach, 6. ed., Blacksburg, VA, USA: AIAA (American Institute of Aeronautics & Astronautics), 2018.
- ROSKAM, J., Airplane Design - Part I Preliminary Sizing of Airplanes, Ottawa, KS, USA: Roskam Aviation and Engineering Corp., 1985.
- SADRAEY, M. H., Aircraft Design: a systems engineering approach, Chichester West, Sussex, UK: John Wiley and Sons, 2013.
- SADRAEY, M. H., Aircraft Performance: an engineering approach, Boca Raton, FL, USA: Taylor & Francis, 2017.
- TORENBEEK, E., Synthesis of Subsonic Airplane Design, Delf, Holanda: Delf University Press, 1982.
- TORENBEEK, E., Advanced aircraft design: conceptual design, analysis and optimization of subsonic civil airplanes, Chichester, West Sussex, UK: John Wiley and Sons, 2013.
- WEISSKOPF, Victor F. Jane's All the World's Aircraft 1957-58. 1958.

