

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PAMPA

Luiza Frigi Scalão

**Projeto de uma Antena Log-Periódica com Polarização Linear Desmontável Aplicada
para Medir Antenas na Faixa de UHF**

Alegrete

2023

Luiza Frigi Scalão

**Projeto de uma Antena Log-Periódica com Polarização Linear Desmontável Aplicada
para Medir Antenas na Faixa de UHF**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao curso de Bacharelado em Engenharia de Telecomunicações como requisito parcial para a obtenção do grau de Bacharel em Engenharia de Telecomunicações.

Orientador: Prof. Dr. Marcos Vinício Thomas Heckler

Alegrete
2023

LUIZA FRIGI SCALÃO

**PROJETO DE UMA ANTENA LOG-PERIÓDICA COM POLARIZAÇÃO LINEAR
DESMONTÁVEL APLICADA PARA MEDIR ANTENAS NA FAIXA DE UHF**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Engenharia de Telecomunicações da Universidade Federal do Pampa, como requisito parcial para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia de Telecomunicações.

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado em: 07 de dezembro de 2023.

Banca examinadora:

Prof. Dr. Marcos Vinício Thomas Heckler

Orientador

UNIPAMPA

Prof. Dr. Edson Rodrigo Schlosser

UNIPAMPA



Assinado eletronicamente por **EDSON RODRIGO SCHLOSSER, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 13/12/2023, às 09:08, conforme horário oficial de Brasília, de acordo com as normativas legais aplicáveis.



Assinado eletronicamente por **MARCOS VINICIO THOMAS HECKLER, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 13/12/2023, às 16:02, conforme horário oficial de Brasília, de acordo com as normativas legais aplicáveis.



Assinado eletronicamente por **ELIEZER SOARES FLORES, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 13/12/2023, às 16:15, conforme horário oficial de Brasília, de acordo com as normativas legais aplicáveis.



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site https://sei.unipampa.edu.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **1316803** e o código CRC **02941F7A**.

Luiza Frigi Scalão

**Projeto de uma Antena Log-Periódica com Polarização
Linear Desmontável Aplicada para Medir Antenas na Faixa
de UHF**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado
ao curso de Bacharelado em Engenharia de Te-
lecomunicações como requisito parcial para a
obtenção do grau de Bacharel em Engenharia
de Telecomunicações. Área de concentração:
Antenas

Projeto defendido e aprovada em: Alegrete, 07 de dezembro de 2023.
Banca examinadora:

Prof. Dr. Marcos Vinício Thomas Heckler
Orientador
Unipampa

Prof. Dr. Edson Rodrigo Schlosser
Unipampa

Prof. Dr. Eliezer Soares Flores
Unipampa

Alegrete
2023

Este trabalho é dedicado às Famílias Frigi e Scalão.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, gostaria de agradecer aos meus pais Solange e Lucas e ao meu irmão Ariel, por todo o suporte, apoio, incentivo e amor a mim concebidos, sem vocês todo esse percurso conquistado, não seria possível. Para mim, vocês são exemplares, amo vocês incondicionalmente.

Aos meus avós, tios, tias e padrinhos, por todo apoio. Mesmo de longe, vocês sempre estiveram mandando boas energias e torcendo pelo melhor. Gostaria de agradecer ao meu avô Miguelino Scalão, um dos meus maiores apoiadores nessa caminhada, que hoje é mais uma estrela no céu, olhando por nós.

Aos meus amigos de infância e aos que a UNIPAMPA me presenteou, agradeço por todo apoio, amizade, carinho e curtições. Deixo um agradecimento em especial a minha namorada Suyane, por todo cuidado, paciência, amor e motivação à mim dedicados, eu te amo profundamente.

Por fim, gostaria de agradecer ao meu orientador, Professor Marcos, por todos ensinamentos, conselhos e conversas, o senhor é um profissional excepcional. Também gostaria de agradecer ao Professor Edson, por todos os ensinamentos e ajuda. Sou muito grata a vocês.

RESUMO

Neste trabalho, será apresentado o projeto e análise de duas antenas log-periódicas, sendo uma linearmente polarizada e a outra com dupla polarização linear. Ambos os irradiadores operam na faixa de UHF e podem ser aplicados para realizar a medição de outras antenas. A principal motivação para a presente monografia é suprir uma deficiência atual do Laboratório de Eletromagnetismo, Micro-ondas e Antenas (LEMA) do Campus Alegrete da Universidade Federal do Pampa (UNIPAMPA), pois não há um irradiador faixa larga que possibilite realizar medidas na faixa de 300 MHz a 1 GHz com polarização linear ou circular. O trabalho se inicia com uma revisão bibliográfica, que abordará tópicos pertinentes ao assunto discutido neste texto. Posteriormente, no Capítulo 3, serão apresentados o projeto e a análise eletromagnética do irradiador com polarização linear, incluindo a apresentação de estudos paramétricos realizados com vistas à otimização da localização do ponto de alimentação e resultados obtidos a partir das simulações executadas. A fim de se obter uma antena com polarização circular, serão apresentadas análises paramétricas do irradiador com dupla polarização linear no Capítulo 4. A obtenção de polarização circular com tal irradiador pode ser facilmente alcançada inserindo-se defasagem de $\pm 90^\circ$ entre os campos irradiados por cada polarização, o que pode ser realizado de forma prática por meio de um acoplador híbrido de 90° . No capítulo 5, mostra-se o processo de prototipagem e medição da antena linearmente polarizada, incluindo o detalhamento das técnicas utilizadas para construção do irradiador, possibilitando a fácil desmontagem da estrutura. A estratégia de projeto é validada através da comparação dos resultados simulados e medidos desta estrutura, com a qual verificou-se boa concordância entre as curvas de S_{11} . Por fim, o presente trabalho deixa como contribuição o primeiro irradiador log-periódico projetado no LEMA, que possibilitará medir outras antenas com polarização linear ou circular na faixa de UHF.

Palavras chave: antenas, antena log-periódica, antena faixa larga, antenas linearmente polarizadas.

ABSTRACT

In this work, the design and analysis of two log-periodic antennas will be presented, whereby one is linearly polarized and the other exhibits dual-linear polarization. Both radiators operate in the UHF band and can be applied to measure other antennas. The main motivation for this work is to overcome a current limitation of the Laboratory for Electromagnetics, Microwaves and Antennas (LEMA) of Campus Alegrete of Universidade Federal do Pampa (UNIPAMPA), since there is no wideband radiator that allows carrying out measurements in the range from 300 MHz to 1 GHz with linear or circular polarization. The work begins with a literature review that addresses mainly topics relevant to the subject discussed in this text. Subsequently, in Chapter 3, the design and electromagnetic analysis of the radiator with linear polarization will be presented, including the presentation of parametric studies carried out so as to allow optimizing the location of the excitation point and results obtained from these simulations. In order to obtain an antenna with circular polarization, parametric analyses for the radiator with dual-linear polarization will be presented in Chapter 4. The generation of circular polarization with such a radiator can be easily obtained by inserting a phase shift of $\pm 90^\circ$ between the fields of each polarization, which can be realized by means of a 90° hybrid coupler. In Chapter 5, the process of prototyping and measuring the linearly polarized antenna is described, including details of the techniques employed to allow easy assembly of the structure. The design strategy has been validated by comparing simulated and measured results, whereby good agreement between the S_{11} results has been verified. Finally, this work yields the first log-periodic radiator designed at LEMA, which will allow measuring other antennas with linear or circular polarization in the UHF band.

Keywords: antennas, log-periodic antenna, broadband antenna, linearly polarized antennas.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Protótipos com polarização circular operando em diversas frequências: a) Antena para aplicações em GPS nas bandas L1 e L5 ; b) Redes de antenas para aplicação em UHF e banda S embarcadas em nanossatélite padrão CubeSat; c) Rede planar de antenas 3x3 para aplicações em sistemas de coleta de dados ambientais.	18
Figura 2 – Câmara anecoica de campo distante do Laboratório de Eletromagnetismo, Micro-ondas e Antenas da UNIPAMPA.	19
Figura 3 – Protótipo de um acoplador híbrido de 90° construído no LEMA em tecnologia de microfita.	20
Figura 4 – Regiões de operação da antena log-periódica.	24
Figura 5 – Projetos realizados por (LEON; HANEY; LIM, 2022): a) Primeiro cenário, antena log-periódica com alimentação dupla; b) Segundo cenário, antena log-periódica com alimentação única; c) Terceiro cenário, antena log-periódica com alimentação única e estruturas de carregamento superior curva em formato de T.	25
Figura 6 – Antena log-periódica linear.	26
Figura 7 – Protótipos projetados e construídos por (GHEETHAN; ANAGNOSTOU, 2008): a) Antena log-periódica linear impressa (euclidiana); b) Antena log-periódica com elementos de linha meandro retangulares. . .	27
Figura 8 – Modelo de uma antena log-periódica e seus parâmetros construtivos. .	28
Figura 9 – Curvas calculadas de diretividade constante, relacionando os parâmetros τ e α , para um conjunto de dipolos log-periódicos.	29
Figura 10 – Curvas contendo a relação entre a impedância característica relativa de uma linha de alimentação e a impedância característica relativa dos dipolos.	31
Figura 11 – Vista panorâmica da estrutura simulada para a linha bifilar cilíndrica. .	32
Figura 12 – Vista frontal das hastes da linha bifilar cilíndrica.	33
Figura 13 – Impedância característica da linha bifilar cilíndrica.	33
Figura 14 – Vista frontal e lateral da alimentação utilizando um toróide seccionado pela metade e seus respectivos materiais.	35
Figura 15 – Parâmetro de espalhamento S_{11} da antena alimentada utilizando um toróide seccionado pela metade.	36
Figura 16 – Diagrama de irradiação do ganho para $\phi = 90^\circ$ da antena alimentada utilizando um toróide seccionado pela metade na frequência de 1 GHz. .	37
Figura 17 – Diagrama de irradiação do ganho para $\theta = 90^\circ$ da antena alimentada utilizando um toróide seccionado pela metade na frequência de 1 GHz. .	37
Figura 18 – Antena alimentada por seções cilíndricas retas: a) Vista Lateral; b) Vista em perspectiva.	38

Figura 19 – Parâmetro de espalhamento S_{11} da antena alimentada por seções cilíndricas retas.	39
Figura 20 – Diagrama de irradiação do ganho para $\phi = 90^\circ$ da antena alimentada utilizando seções cilíndricas retas na frequência de 1 GHz.	39
Figura 21 – Diagrama de irradiação do ganho para $\theta = 90^\circ$ da antena alimentada utilizando seções cilíndricas retas na frequência de 1 GHz.	40
Figura 22 – Triângulo retângulo utilizado para calcular a maior distância elemento-origem da antena.	40
Figura 23 – Vista tridimensional da antena alimentada através da utilização de uma porta de excitação do tipo <i>wave port</i>	41
Figura 24 – Parâmetro de espalhamento S_{11} da antena alimentada através de uma <i>Waveport</i>	42
Figura 25 – Diagrama de irradiação do ganho para $\phi = 90^\circ$ da antena alimentada através de uma <i>Waveport</i> na frequência de 900 MHz.	42
Figura 26 – Diagrama de irradiação do ganho para $\theta = 90^\circ$ da antena alimentada através de uma <i>Waveport</i> na frequência de 900 MHz.	43
Figura 27 – Vista bidimensional da antena alimentada através da utilização de uma porta de excitação do tipo <i>lumped port</i>	43
Figura 28 – Parâmetro de espalhamento S_{11} da antena alimentada por uma <i>Lumped port</i>	44
Figura 29 – Diagrama de irradiação do ganho para $\phi = 90^\circ$ da antena alimentada através de uma <i>Lumped port</i> na frequência de 900 MHz.	44
Figura 30 – Diagrama de irradiação do ganho para $\theta = 90^\circ$ da antena alimentada através de uma <i>Lumped port</i> na frequência de 900 MHz.	45
Figura 31 – Vista transversal do modelo alimentado por um cabo coaxial modelo DLC 58 de 50Ω , posicionado a 0,5 cm da borda da antena.	45
Figura 32 – Parâmetro de espalhamento S_{11} do modelo alimentado por um cabo coaxial modelo DLC 58 de 50Ω , posicionado a 0,5 cm da borda da antena.	46
Figura 33 – Diagrama de irradiação do ganho para $\phi = 90^\circ$ do modelo alimentado por um cabo coaxial modelo DLC 58 de 50Ω na frequência de 650 MHz, posicionado a 0,5 cm da borda da antena.	46
Figura 34 – Diagrama de irradiação do ganho para $\theta = 90^\circ$ do modelo alimentado por um cabo coaxial modelo DLC 58 de 50Ω na frequência de 650 MHz, posicionado a 0,5 cm da borda da antena.	47
Figura 35 – Parâmetro de espalhamento S_{11} da estrutura alimentada através da utilização de um cabo coaxial modelo DLC 58 de 50Ω , posicionado a 0,25 cm da borda do irradiador.	47

Figura 36 – Diagrama de irradiação do ganho para $\phi = 90^\circ$ do modelo alimentado por um cabo coaxial modelo DLC 58 de 50Ω na frequência de 650 MHz, posicionado a 0,25 cm da borda da antena.	48
Figura 37 – Diagrama de irradiação do ganho para $\theta = 90^\circ$ do modelo alimentado por um cabo coaxial modelo DLC 58 de 50Ω na frequência de 650 MHz, posicionado a 0,25 cm da borda da antena.	48
Figura 38 – Antena log-periódica com polarização simples e linha bifilar cilíndrica, utilizando 3 apoios de PLA.	50
Figura 39 – Modelo e dimensões do apoio de PLA utilizado no irradiador com linha bifilar cilíndrica.	51
Figura 40 – Vista transversal da estrutura alimentada através da utilização de um cabo coaxial modelo DLC 58 de 50Ω , posicionado a 2,25 cm da borda do irradiador.	51
Figura 41 – Parâmetro de espalhamento S_{11} da estrutura com a alimentação posicionada a 2,25 cm da borda da antena.	52
Figura 42 – Diagrama de irradiação do ganho para $\phi = 90^\circ$ do modelo alimentado por um cabo coaxial modelo DLC 58 de 50Ω na frequência de 650 MHz, com a alimentação posicionada a 2,25 cm da borda da antena.	52
Figura 43 – Diagrama de irradiação do ganho para $\theta = 90^\circ$ do modelo alimentado por um cabo coaxial modelo DLC 58 de 50Ω na frequência de 650 MHz, com a alimentação posicionada a 2,25 cm da borda da antena.	53
Figura 44 – Vista frontal da linha bifilar quadrada.	53
Figura 45 – Modelo eletromagnético final com três apoios de PLA, parafusos modelo M3 e alimentação localizada a 2,25 cm da borda do irradiador: a) Vista lateral; b) Vista tridimensional.	55
Figura 46 – Modelo e dimensões do apoios de PLA utilizado para antena com linha bifilar quadrada, com parafusos modelo M3.	55
Figura 47 – Parâmetro de espalhamento S_{11} do modelo eletromagnético final do irradiador com polarização simples.	56
Figura 48 – Diagrama de irradiação do ganho para $\phi = 90^\circ$ do modelo eletromagnético final do irradiador com polarização simples na frequência de 650 MHz.	56
Figura 49 – Diagrama de irradiação do ganho para $\theta = 90^\circ$ do modelo eletromagnético final do irradiador com polarização simples na frequência de 650 MHz.	56
Figura 50 – Modelo eletromagnético projetado do irradiador com dupla polarização linear: a) Vista Lateral; b) Vista tridimensional.	58
Figura 51 – Corte contendo a vista lateral da estrutura alimentada através da utilização de <i>lumped port</i> com impedância $Z_a = Z_0 \approx 150 \Omega$	59

Figura 52 – Parâmetros de espalhamento do modelo eletromagnético com dupla polarização linear utilizando <i>lumped ports</i> configuradas com impedâncias iguais a 50Ω para $Z_a = Z_0 \approx 150 \Omega$	60
Figura 53 – Corte contendo a vista lateral da estrutura alimentada através da utilização de conectores SMA de 50Ω com impedância $Z_a = Z_0 \approx 150 \Omega$	61
Figura 54 – Parâmetros de espalhamento do modelo eletromagnético com dupla polarização linear utilizando conectores SMA de 50Ω e impedância $Z_a = Z_0 \approx 150 \Omega$	61
Figura 55 – Antena log-periódica com dupla polarização linear e elementos deslocados.	62
Figura 56 – Parâmetros de espalhamento do modelo eletromagnético com dupla polarização linear utilizando conectores SMA de 50Ω e impedância $Z_a = Z_0 \approx 111 \Omega$	63
Figura 57 – Parâmetros de espalhamento S do modelo eletromagnético com dupla polarização simples utilizando conectores SMA de 50Ω e impedância $Z_a = Z_0 \approx 111 \Omega$	65
Figura 58 – Diagrama de ganho para a porta 1 do modelo eletromagnético final da antena com dupla polarização linear em 300 MHz.	66
Figura 59 – Diagrama de ganho ϕ e θ para a porta 2 do modelo eletromagnético final da antena com dupla polarização linear em 300 MHz.	66
Figura 60 – Diagrama de ganho para a porta 1 do modelo eletromagnético final da antena com dupla polarização linear em 650 MHz.	67
Figura 61 – Diagrama de ganho para a porta 2 do modelo eletromagnético final da antena com dupla polarização linear em 650 MHz.	67
Figura 62 – Diagrama de ganho para a porta 1 do modelo eletromagnético final da antena com dupla polarização linear em 1 GHz.	68
Figura 63 – Diagrama de ganho para a porta 2 do modelo eletromagnético final da antena com dupla polarização linear em 1 GHz.	68
Figura 66 – Diagrama de ganho para $\theta = 90^\circ$ RHCP e LHCP do modelo eletromagnético final da antena com dupla polarização linear em 1 GHz.	68
Figura 64 – Diagrama de ganho para $\phi = 90^\circ$ RHCP e LHCP do modelo eletromagnético final da antena com dupla polarização linear em 300 MHz.	69
Figura 65 – Diagrama de ganho para $\theta = 90^\circ$ RHCP e LHCP do modelo eletromagnético final da antena com dupla polarização linear em 650 MHz.	69
Figura 67 – Apoios de PLA fabricados em impressão 3D.	70
Figura 68 – Linha bifilar quadrada contendo a marcação dos furos necessários para o encaixe dos elementos.	71
Figura 69 – Processo de furação para o encaixe dos dipolos: a) Emprego da furadeira de bancada; b) Resultado final desta etapa de fabricação.	71

Figura 70 – Vista da alimentação da antena LP mostrando o interior das hastes da linha bifilar.	72
Figura 71 – Vista externa da antena LP mostrando o ponto de alimentação, a fixação do apoio em PLA e furos realizados em diferentes diâmetros.	73
Figura 72 – Linha bifilar quadrada contendo a marcação dos furos necessários para o encaixe dos elementos.	73
Figura 73 – Vistas do irradiador linearmente polarizado finalizado: a) Vista lateral; b) Vista isométrica.	74
Figura 74 – Parâmetro S_{11} do modelo eletromagnético final e do irradiador prototipado com polarização simples.	75

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Tabela com valores calculados para os parâmetros construtivos do projeto da antena log-periódica.	34
Tabela 2 – Dimensões calculadas para os comprimentos e distâncias origem-elemento, para cada um dos dipolos.	35
Tabela 3 – Materiais e dimensões retirados do datasheet do cabo DLC 58 de 50Ω	35
Tabela 4 – Materiais e dimensões otimizados para o cabo DLC 58 de 50Ω	36
Tabela 5 – Dimensões calculadas para os comprimentos de cada dipolo do projeto da antena log-periódica.	41
Tabela 6 – Diâmetros para cada dipolo do projeto da antena log-periódica com valores calculados e comerciais aproximados.	50
Tabela 7 – Dimensões para os apoios de PLA aplicados ao irradiador com linha bifilar cilíndrica.	50
Tabela 8 – Materiais e dimensões do conector SMA painel fêmea com base quadrada.	54
Tabela 9 – Dimensões para os apoios de PLA aplicados ao irradiador com linha bifilar quadrada.	54
Tabela 10 – Dimensões calculadas para os comprimentos de cada dipolo do projeto da antena log-periódica utilizando $Z_a = Z_0 \approx 150 \Omega$	59
Tabela 11 – Diâmetros calculados para cada par de dipolo utilizando $Z_a = Z_0 \approx 111 \Omega$	63
Tabela 12 – Diâmetros calculados para cada par de dipolo utilizando $Z_a = Z_0 \approx 128 \Omega$	64

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

2G	2 ^a Geração
3D	Tridimensional
3G	3 ^a Geração
CP	Polarização Circular, do inglês <i>Circular Polarization</i>
DME	Equipamento de Medição de Distância, do inglês <i>Distance Measuring Equipment</i>
GPS	Sistema de Posicionamento Global, do inglês <i>Global Positioning System</i>
HFSS	Simulador de Estruturas em Alta Frequência, do inglês <i>High Frequency Structure Simulator</i>
LEMA	Laboratório de Eletromagnetismo, Micro-Ondas e Antenas
LHCP	Circularmente Polarizada à Esquerda, do inglês <i>Left-handed Circularly Polarized</i>
LP	Polarização Circular, do inglês <i>Linear Polarization</i>
LT	Linha de Transmissão
LTE	4 ^a Geração, do inglês <i>Long Term Evolution</i>
MIMO	Múltiplas Entradas e Múltiplas Saídas, do inglês <i>Multiple Input Multiple Output</i>
PLA	Biopolímero Ácido Polilático
RHCP	Circularmente Polarizada à direita, do inglês <i>Right-handed Circularly Polarized</i>
RF	Radiofrequência
SMA	Versão Sub-Miniatura A, do inglês <i>SubMiniature version A</i>
TV	Televisão
UHF	Frequência Ultra Alta, do inglês <i>Ultra High Frequency</i>
UNIPAMPA	Universidade Federal do Pampa

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	17
2	REVISÃO DE LITERATURA	21
2.1	Antenas Faixa Larga com Dupla Polarização	21
2.2	Antenas Log-Periódicas	22
2.2.1	Antena Log-Periódica Convencional	23
2.2.2	Antena Log-Periódica Impressa Linear	26
2.2.3	Parâmetros Construtivos do Projeto de uma Antena Log-Periódica Convencional	28
3	ANTENA COM POLARIZAÇÃO SIMPLES	32
3.1	Elaboração do Modelo Eletromagnético	32
3.2	Análises Paramétricas Referentes ao Ponto de Alimentação	37
3.2.1	Posição do Cabo Coaxial	44
3.3	Adequação do Modelo Eletromagnético para Montagem do Protótipo	49
4	ANTENA COM DUPLA POLARIZAÇÃO LINEAR	57
4.1	Modelo Eletromagnético do Irradiador	57
4.2	Geometria com Elementos Deslocados	60
4.3	Otimização do Ponto de Alimentação	62
4.3.1	Operação com Polarização Linear	64
4.3.2	Operação com Polarização Circular	65
5	VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL	70
5.1	Processo de Montagem da Antena	70
5.2	Resultados Medidos	74
6	CONSIDERAÇÕES FINAIS	76
	REFERÊNCIAS	78

1 INTRODUÇÃO

Dispositivos que captam a energia eletromagnética irradiada e acoplam essa energia a uma linha de transmissão e vice-versa são chamados de *antenas*. Uma das antenas mais usadas para a recepção de sinais de TV, capaz de operar em uma larga faixa espectral, é formada por um conjunto de dipolos com dimensões e espaçamentos seguindo periodicidade logarítmica, conhecida como antena log-periódica. A geometria típica consiste de uma estrutura composta por elementos cilíndricos, que apresenta característica *end-fire* (direção de máxima irradiação ao longo do eixo da rede), e é projetada para que a impedância de entrada e o diagrama de irradiação variem periodicamente em função do logaritmo da frequência.

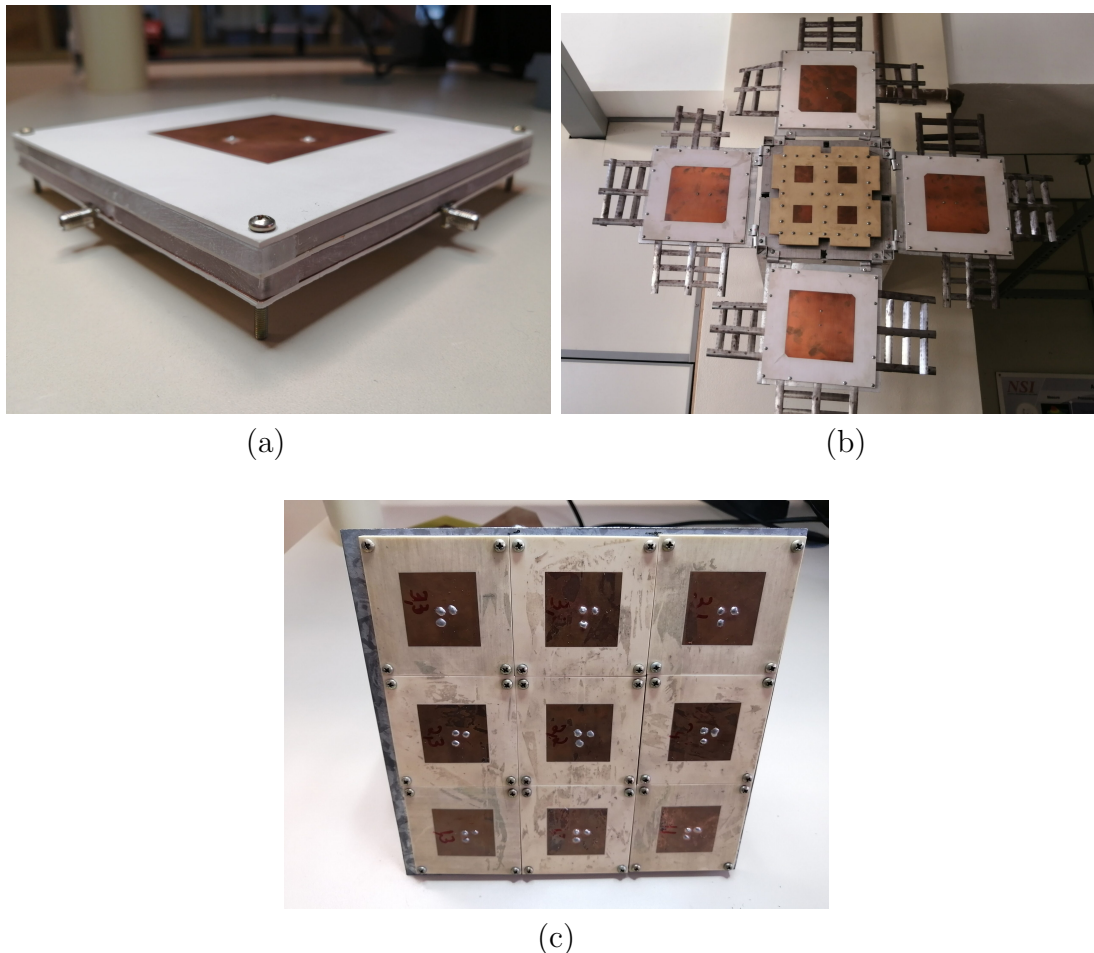
Para o projeto de uma antena, as principais informações são (RAMOS, 2009): a intensidade relativa do campo para várias direções (diagrama de irradiação da antena), a potência total irradiada quando a antena é excitada por uma tensão ou corrente conhecida; impedância de entrada, para obter o casamento de impedância com o restante do sistema de transmissão ou recepção; largura de banda em relação a alguma das propriedades já citadas; eficiência de irradiação (relação entre as potências irradiada e entregue ao irradiador); e, para antenas de alta potência, a máxima intensidade de campo em determinadas posições, no ar ou no dielétrico, que possa causar efeito corona ou ruptura dielétrica.

Para que seja possível calcular qualquer uma das informações anteriores, deve-se empregar alguma técnica para solução das equações de Maxwell sujeitas às condições de contorno na antena e no infinito. Isso só é possível analiticamente em alguns poucos casos, pois a maioria das aplicações práticas são complexas demais para serem solucionadas diretamente.

O Laboratório de Eletromagnetismo Micro-ondas e Antenas (LEMA) do Campus Alegrete da UNIPAMPA, foi fundado em 2016 e, desde então, realiza projeto e construção de diversos tipos de antenas. Como exemplo, (FACCO, 2019) desenvolveu o estudo de um irradiador para operação na frequência de 401 MHz. Tal antena foi pensada para atuar como receptora de dados em um nanossatélite. Para a caracterização experimental do protótipo desenvolvido, o LEMA apresenta uma deficiência: inexistente um irradiador faixa larga, particularmente na faixa de frequência de 300 MHz a 1 GHz. Portanto, não há a possibilidade de realizar medição do diagrama de irradiação desta antena atualmente na UNIPAMPA. Uma alternativa seria replicar a antena projetada em (FACCO, 2019), porém tal prática seria inviável devido ao custo; além disso, esta estratégia é bastante limitada, pois o protótipo em questão opera com faixa muito estreita, de forma que a antena replicada não poderia ser novamente aproveitada para caracterização de outras antenas na faixa de UHF.

Para remover esta lacuna operacional do LEMA, o presente trabalho visa detalhar o projeto, construção e validação experimental de uma antena faixa larga, com dupla polarização, desmontável, funcional e que sirva para medir outras antenas eficientemente

Figura 1 – Protótipos com polarização circular operando em diversas frequências: a) Antena para aplicações em GPS nas bandas L1 e L5 ; b) Redes de antenas para aplicação em UHF e banda S embarcadas em nanossatélite padrão CubeSat; c) Rede planar de antenas 3x3 para aplicações em sistemas de coleta de dados ambientais.



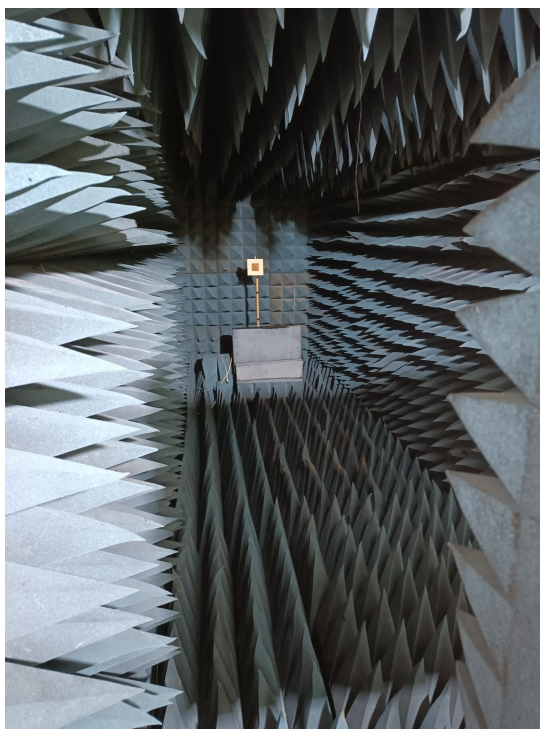
Fonte: (LEMA,).

dentro da faixa de 300 MHz a 1 GHz. Esta estrutura deverá ser de fácil reprodução futura, em uma faixa de frequência escalonável.

Alguns outros exemplos de protótipos já construídos pelo LEMA que podem usufruir desta estratégia podem ser vistos na Figura 1. A Figura 1 (a) mostra uma antena circularmente polarizada, fabricada com múltiplas camadas de circuito impresso para aplicações em GPS nas bandas L1 e L5. Na Figura 1 (b), redes de antenas circularmente polarizadas embarcadas em nanossatélite padrão CubeSat para operação nas bandas UHF e S são apresentadas. Por fim, a Figura 1 (c), exibe uma rede planar de antenas 3x3, circularmente polarizadas, para aplicações em coletas de dados ambientais (LEMA,), atuando na banda S.

Essas medições precisam ser realizadas em ambiente anecoico; ou seja, ambientes projetados com mínima reflexão e ruídos externos. Tal ambiente é mostrado na Figura 2, que apresenta a câmara anecoica de campo distante existente no Campus Alegre da UNIPAMPA e que faz parte da infraestrutura do LEMA.

Figura 2 – Câmara anecoica de campo distante do Laboratório de Eletromagnetismo, Micro-ondas e Antenas da UNIPAMPA.



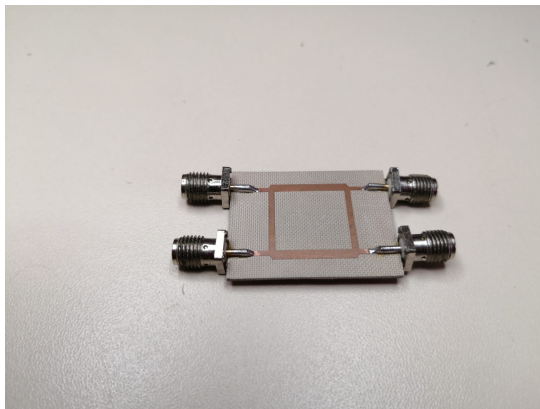
Fonte: (LEMA,).

Para realizar as medições de diagrama de irradiação de antenas circularmente polarizadas, existem três diferentes métodos. O primeiro consiste em uma fonte rotativa com polarização linear, que realiza a rotação rápida da fonte linearmente polarizada, enquanto a antena em teste é girada mais lentamente. Como resultado, obtém-se um diagrama espinado e, com isso, mede-se a razão axial em função do ângulo (EVANS, 1990).

O segundo método de medição e, por sua vez, o objetivo do presente trabalho, utiliza uma antena circularmente polarizada com sentido de rotação do campo chaveável. Esta técnica demanda de uma antena com duas polarizações lineares ortogonais altamente isoladas e conectadas em portas independentes. Cada porta deve ser excitada por sinais de mesma amplitude e defasados de $\pm 90^\circ$. A primeira condição garante-se com a antena projetada e descrita no decorrer deste texto e a segunda condição consegue-se garantir através da utilização de um acoplador híbrido de 90° . Para escolher o sentido de rotação do campo elétrico à direita (do inglês, *right-hand circular polarization* - RHCP) ou à esquerda (do inglês, *left-hand circular polarization* - LHCP), precisa-se defasar a híbrida em $\pm 90^\circ$. Para isso, basta escolher a porta de entrada da híbrida (EVANS, 1990). Na Figura 3, apresenta-se o protótipo de uma híbrida de 90° construída em tecnologia de microfita no LEMA.

Por fim, o terceiro método para caracterização de antenas circularmente polarizadas utiliza uma fonte linearmente polarizada. Neste caso necessita-se medir a magnitude e a fase do campo produzido pela antena em teste. Posteriormente, gira-se a fonte em 90° e

Figura 3 – Protótipo de um acoplador híbrido de 90° construído no LEMA em tecnologia de microfitas.



Fonte: (LEMA,).

realiza-se novamente as medidas de magnitude e fase (medidas vertical e horizontal). Ao final, com uso de um *software*, através da utilização de técnicas de métodos numéricos, insere-se uma defasagem de $\pm 90^\circ$ referente ao acoplador híbrido (EVANS, 1990).

A vantagem do terceiro método é a precisão da defasagem em $\pm 90^\circ$ do acoplador híbrido, pois quando construído em tecnologia impressa existem pequenas variações em termos de amplitude e fase. Por outro lado, este método também contém uma pequena imprecisão. Esta fonte linearmente polarizada também pode conter pequenas variações, devido à polarização cruzada que, normalmente, é muito pequena.

Esta dissertação será dividida da seguinte forma: no Capítulo 2 será revisado assuntos teóricos pertinentes ao trabalho, dando um enfoque maior em antenas log-periódicas. Quanto ao projeto e maiores detalhes da antena com polarização simples serão descritos no Capítulo 3. Baseando-se no capítulo anterior, o Capítulo 4 apresentará o esquemático da antena com dupla polarização. Enquanto isso, os resultados comparativos (simulados e medidos) de ambos projetos da antena, com polarização simples e dupla polarização, serão mostrados no Capítulo 5. Por fim, para encerrar a monografia, será feita uma conclusão geral do trabalho descrito e, esta, estará disposta no Capítulo 6.

2 REVISÃO DE LITERATURA

Neste capítulo, será apresentada uma revisão bibliográfica contendo tópicos pertinentes a esta monografia. Em especial, o foco desta revisão foi buscar algumas aplicações de antenas faixa larga com dupla polarização e antenas log-periódicas convencionais com uma e duas polarizações.

2.1 ANTENAS FAIXA LARGA COM DUPLA POLARIZAÇÃO

Quando a antena apresenta desempenho aceitável em um ou mais parâmetros (diagrama, ganho, e/ou impedância) sobre uma largura de banda de 2:1 com relação às frequências superior e inferior de operação, ela é classificada como de banda larga. As suas características principais são baixo ou moderado ganho, ganho constante ao longo da faixa de operação e impedância de entrada com valor próximo ao especificado (SOARES ANTÔNIO J. M.; SILVA, 2003).

Segundo (SOARES ANTÔNIO J. M.; SILVA, 2003), uma antena de banda larga é caracterizada por uma região ativa. As ondas propagantes se originam no ponto de alimentação e migram para a região ativa, onde grande parte da potência é irradiada. Uma antena de banda larga com geometria circular tem uma região ativa em que o perímetro da circunferência equivale a um comprimento de onda e pode produzir polarização circular.

Antenas com dupla polarização são irradiadores que possuem a característica de transmitir e receber duas polarizações a partir da mesma estrutura. São muito utilizadas em estações rádio base dos sistemas modernos de comunicação sem fio (SANTOS, 2018). Antenas com dupla polarização podem ser divididas em algumas categorias, sendo as principais topologias dipolo cruzado, antenas *patch*, antenas planares (impressas em diferentes geometrias, bem como, espirais, trapezoidais, circulares), guias de onda, antenas cornetas, entre outras.

Conforme (SANTOS, 2018), as antenas compostas de dipolos cruzados são caracterizadas por uma combinação de elementos cujos pontos de alimentação são posicionados de modo ortogonal, como forma de garantir um bom isolamento entre as estruturas. São geralmente construídas com o objetivo de obter uma melhor cobertura, especialmente em áreas urbanas, e possibilitam a utilização simultânea das polarizações nos modos vertical e horizontal, além de possibilitar a obtenção do aumento da largura de banda, controle do diagrama de irradiação e uma melhoria na robustez do enlace sem fio.

As antenas *patch* que incorporam dupla polarização geralmente apresentam fendas para seu acoplamento. São necessárias boas propriedades como alta isolamento e baixos níveis de polarização cruzada, para garantir um bom desempenho entre as polarizações, impondo, assim, técnicas de projeto mais complexas que as usualmente aplicadas (SANTOS, 2018).

Existem diferentes tipos de aplicações para antenas faixa larga. Conforme (LEE; LEE, 2016), antenas para sistemas MIMO, por serem compactas, podem ser boas candidatas para estações base internas ou repetidores para sistemas de comunicações móveis sem

fi. O autor propôs, nesta aplicação, uma antena utilizando dipolos *bowtie*, com cavidade quadrada, dupla polarização, compacta e com banda larga, com objetivo de obter ampla largura de banda de impedância, alta isolamento, baixa polarização cruzada e a utilização de um substrato de baixo custo (FR4).

Em (CUI; LI; FU, 2014), propõe-se uma antena plana, banda larga e com dupla polarização para estações rádio base 2G/3G/LTE. O irradiador consiste em dois dipolos cruzados, que são excitados por um par de tocos de microfita, impressos em um único substrato Rogers 4350B. Os dipolos são do tipo *bowtie* e são alocados perpendicularmente entre si. Com essa configuração, alcançou-se uma largura de banda de cerca de 45 % (de 1,7 a 2,7 GHz) com isolamento superior a 30 dB. Para fins de otimização, foi desenvolvida uma rede de antenas planas duplamente polarizadas composta por 8 elementos, obtendo-se uma largura de banda de 56 % (de 1,63 a 2,9 GHz) e ganho de cerca de 16 dBi.

Segundo (SANTANA LEONARDO E ALMEIDA, 2007), uma das dificuldades das antenas de microfita convencionais é a faixa estreita de operação. Em contrapartida a isso, estão as antenas monopolo espirais, que possuem diagramas de radiação e impedância de entrada sem grande variação dentro de uma larga banda de operação e, por isso, são conhecidas como independentes da frequência.

Em (HUANG; LIU; GONG, 2017) e (HUANG; GONG, 2016), foram desenvolvidos dois projetos: o primeiro contendo o projeto e validação do elemento simples e o segundo otimizando este trabalho e fazendo uma rede de 4 elementos. Neste estudo foram utilizadas antenas com dupla polarização e banda larga, aplicadas em estações rádio base, com vantagens de capacidade anti-interferência, alta isolamento e bom desempenho de irradiação.

2.2 ANTENAS LOG-PERIÓDICAS

As antenas cuja impedância de entrada e seus diagramas de irradiação variam periodicamente de acordo com o logaritmo da sua frequência recebem o nome de log-periódicas. Esta topologia se caracteriza por uma larga faixa de operação, definida pelas dimensões dos elementos de sua estrutura (MACHADO, 2008). São antenas diretivas com grande largura de banda, sendo empregadas em diversos sistemas de transmissão e recepção de sinais (VICENTINE, 2021).

Segundo (WELKE, 2014), a antena log-periódica consiste em um conjunto de dipolos que opera em uma ampla faixa de frequência, normalmente constituída por uma série de dipolos posicionados ao longo de seu eixo e espaçados em intervalos seguindo uma função logarítmica da frequência, daí o nome *log-periódica*.

Os elementos mais longos operam nas frequências mais baixas e os mais curtos nas mais altas. Os comprimentos, espaçamentos e diâmetros dos dipolos formam uma progressão geométrica, cujas grandezas relativas aos elementos vizinhos mantêm entre si uma relação constante. O deslocamento de fase é normalmente feito através de ligações de fios que se alternam entre um elemento e outro. Com isso, uma defasagem de 180° é

adicionada ao terminal de excitação dos elementos adjacentes (WELKE, 2014).

Já a antena log-periódica impressa dupla faixa tem por característica suprimir a recepção ou transmissão de sinais em frequência fora da faixa de interesse para comunicação móvel celular. Exemplos de sistemas que operam entre as bandas de interesse são os sistemas de aviação DME (do inglês, *distance measuring equipment*), que pode ser operado com sinais irradiados com potência em torno de 1 kW, além de radares civis e militares, os quais operam com níveis de potência que podem ser superiores a 100 kW (WELKE, 2014).

2.2.1 ANTENA LOG-PERIÓDICA CONVENCIONAL

As antenas log-periódicas convencionais apresentam dipolos filamentosos posicionados lado a lado, formando um conjunto coplanar, ou seja, encontram-se no mesmo plano. Os dipolos possuem seção transversal cilíndrica e são compostos por material condutor. Geralmente, escolhe-se o alumínio, para fins de redução de peso e de custo de fabricação. Esta topologia também pode ser construída em tecnologia de circuito impresso, o que a deixa com estrutura compacta e de construção bastante simples (RODRIGUES, 2017).

As antenas log-periódicas possuem três regiões principais de operação: região ativa, região de transmissão e região de reflexão. Segundo (BALANIS, 2009), a região ativa de um conjunto log-periódico de dipolos consiste nos elementos cujos comprimentos são próximos ou ligeiramente menores que $\frac{\lambda_0}{2}$, onde λ_0 é o comprimento de onda na frequência de operação. O deslocamento da região ativa do irradiador e de seu associado centro de fase é uma característica indesejável no projeto de alimentadores para antenas refletoras. Por esse motivo, conjuntos log-periódicos não são muito utilizados como alimentadores para refletores.

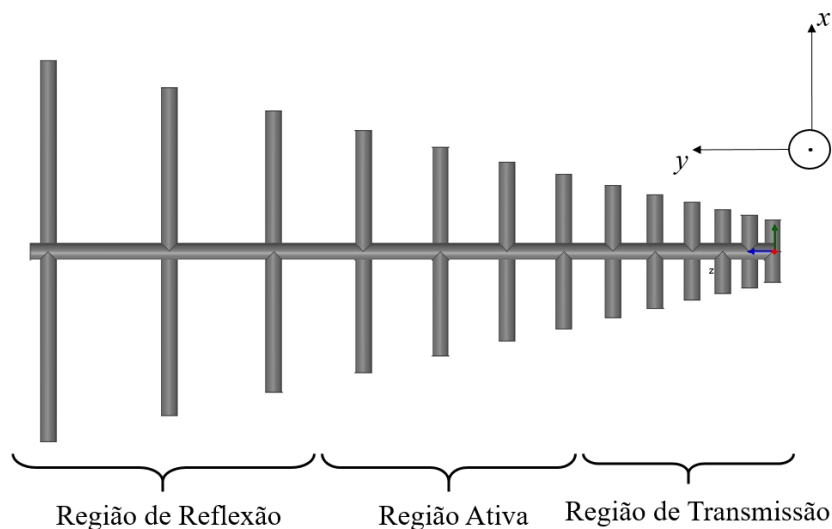
Em (BALANIS, 2009), consta que a região de transmissão é o local de tensão constante ao longo da estrutura, pois tem características semelhantes à de uma linha de transmissão casada. Nesta região, a alimentação cruzada faz com que a defasagem da corrente entre um elemento e outro se aproxime de π radianos, fazendo, assim, com que os campos irradiados de dois elementos sucessivos tendam a se cancelar (RIBEIRO, 2012) e (WELKE, 2014). Os dipolos são curtos se comparados ao comprimento de onda, apresentando impedância altamente capacitiva em comparação à resistência de irradiação (RIBEIRO, 2012) e (WELKE, 2014).

Segundo (WELKE, 2014), a região de reflexão é o local em que a potência que flui pelo alimentador atinge os elementos maiores. A amplitude da corrente induzida é pequena, pois a maior parte da energia já foi irradiada na região ativa. Além disso, esta região possui os elementos com efeito de refletores, por serem predominantemente indutivos, forçando a propagação da onda irradiada no sentido oposto.

Na Figura 4, pode ser visto o modelo de uma antena log-periódica convencional e a separação das regiões citadas anteriormente.

Apresenta-se em (HUTIRA F.; BILIK, 2013) o projeto, simulação e investigação

Figura 4 – Regiões de operação da antena log-periódica.



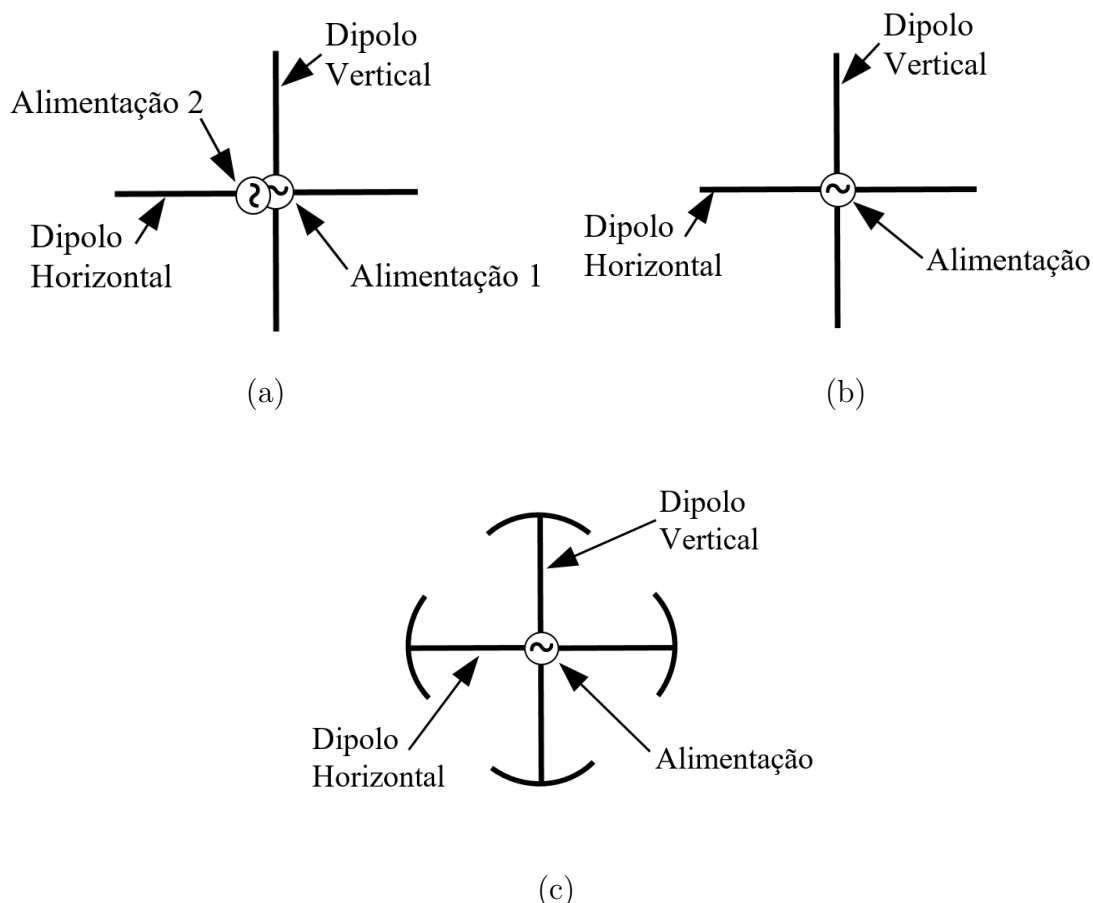
Fonte: Adaptada de (RODRIGUES, 2017).

experimental de um arranjo básico de uma antena log-periódica, contendo 10 elementos, similar ao mostrado na Figura 4. Foram relatadas as medições do diagrama de irradiação e o cálculo numérico de ganho em toda a faixa de frequência (1,2 GHz a 2,52 GHz). Como resultado, obteve-se uma resposta para o ganho superior a 8,7 dBi e VSWR abaixo de 1,5 (valores de projeto desejados) na banda de 1,69 GHz a 2,2 GHz.

Em (HANEY; LIM, 2016), propõe-se uma antena log-periódica com 10 elementos circularmente polarizada, onde reduz-se o comprimento dos elementos pela metade e utiliza-se uma estrutura de carregamento de borda em forma de arco. Uma comparação com a estrutura de uma log-periódica convencional é apresentada. Por fim, nota-se que esta miniaturização da antena resultou em uma redução de 50% no tamanho e uma pequena melhora tanto na razão axial quanto no ganho, quando comparada a log-periódica convencional na faixa de frequência estipulada para o projeto.

Já (LEON; HANEY; LIM, 2022) realiza uma comparação utilizando a antena log-periódica de 6 elementos em três diferentes cenários. O primeiro consiste em uma antena com dipolos cruzados e alimentação dupla. No segundo, utilizam-se dipolos cruzados e alimentação única. No terceiro, é realizada a miniaturização dos dipolos e adicionada uma estrutura de carregamento superior curva em forma de T nas extremidades de cada elemento, sendo este a principal contribuição proposta no trabalho. No geral, os resultados na faixa de frequência de projeto, foram satisfatórios considerando como critérios razão axial inferior a 3 dB e coeficiente de reflexão de entrada menor que -10 dB, mantendo um ganho de 5,1 dBi. A proposta foi otimizada com a utilização de algoritmo genético, para alcançar uma largura de banda mais ampla com os mesmos 6 elementos. Na Figura 5 a), b) e c), é possível visualizar as estruturas similares desenvolvidas e comparadas em (LEON; HANEY; LIM, 2022).

Figura 5 – Projetos realizados por (LEON; HANEY; LIM, 2022): a) Primeiro cenário, antena log-periódica com alimentação dupla; b) Segundo cenário, antena log-periódica com alimentação única; c) Terceiro cenário, antena log-periódica com alimentação única e estruturas de carregamento superior curva em formato de T.

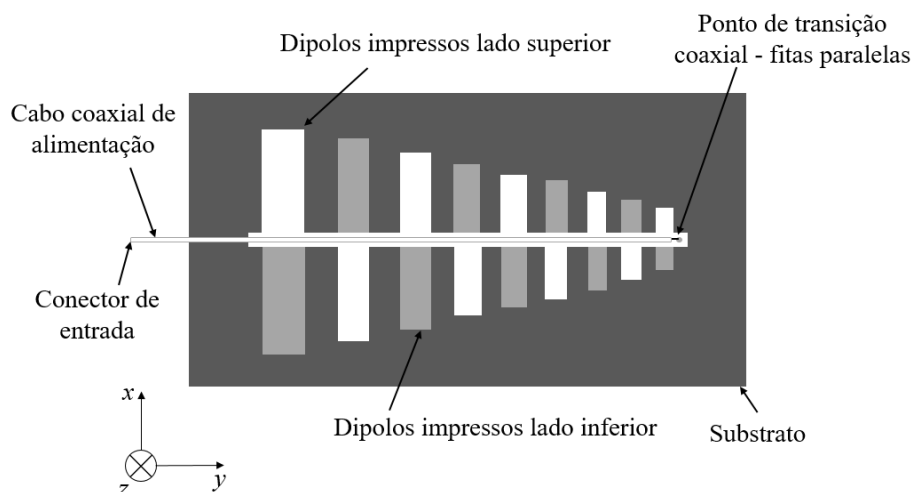


Fonte: Adaptado de (LEON; HANEY; LIM, 2022).

Em (WAKABAYASHI KAZUO SHIMADA; SATO, 1999), foi desenvolvido o protótipo de um irradiador log-periódico com dupla polarização, para aplicação em medições de interferências eletromagnéticas. A faixa de frequência escolhida para o projeto foi de 300 MHz a 1 GHz. O projeto constitui-se de duas antenas log-periódicas convencionais com polarização simples e defasagem de 90° entre si, possuindo 16 elementos em cada uma delas e, portanto, totalizando 32 filamentos. Esta proposta é muito similar ao objetivo do presente trabalho e que será melhor descrito no Capítulo 4.

Outra aplicação é vista em (BENEVIDES, 2017), onde é apresentado o projeto e construção de uma antena log-periódica convencional constituída de 14 elementos, operando na faixa de 470 MHz a 758 MHz, utilizada para recepção de sinal de TV digital operante em Portugal e no Brasil. Depois do projeto e simulação serem validados, fez-se a construção do protótipo, realizada manualmente, e obtiveram-se excelentes resultados na frequência de operação. A antena sintonizou a maior parte dos canais operantes com êxito.

Figura 6 – Antena log-periódica linear.



Fonte: Adaptado de (RODRIGUES, 2017).

Um projeto muito similar ao de (BENEVIDES, 2017) será apresentado no capítulo seguinte, onde será demonstrado o projeto analítico realizado, contendo os parâmetros construtivos necessários para o desenvolvimento da antena, e a simulação do modelo eletromagnético tridimensional da mesma.

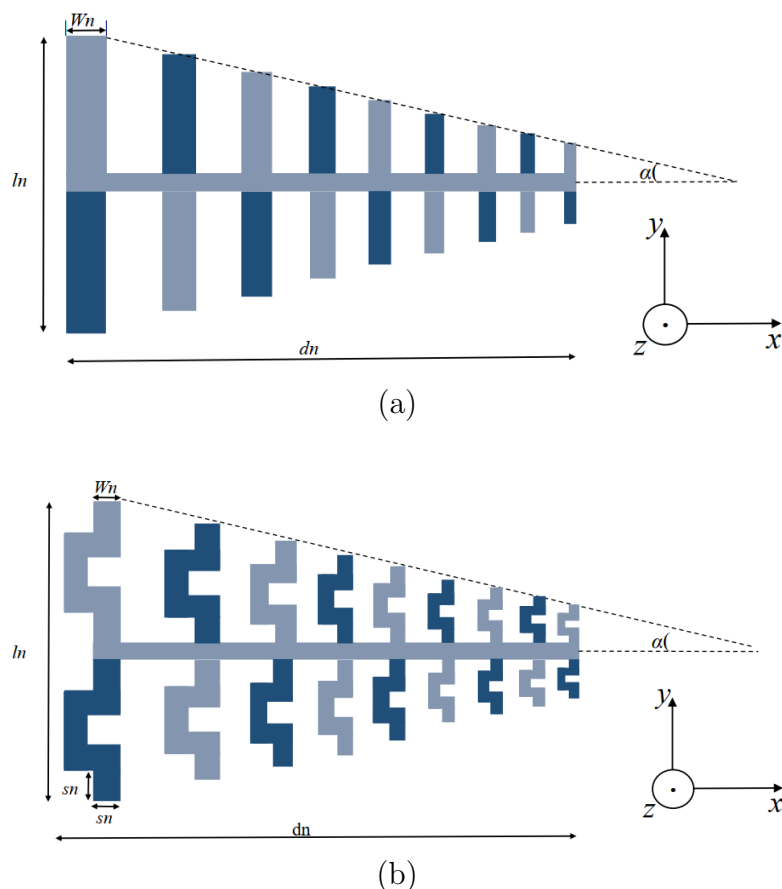
2.2.2 ANTENA LOG-PERIÓDICA IMPRESSA LINEAR

Segundo (RODRIGUES, 2017), existem inúmeras aplicações onde antenas impressas podem ser utilizadas devido ao seu baixo custo de fabricação, baixo peso e facilidade de construção. Dentre as vantagens dessas antenas, podem-se citar a facilidade de integração com circuitos discretos ativos e passivos, o baixo perfil aerodinâmico, a versatilidade em termos de impedância, polarização e frequência, e a flexibilidade em conformação a superfícies planas e não-planas. Porém, tais antenas apresentam largura de banda estreita, o que restringe sua utilização em aplicações que requeiram faixas de operação mais largas. Como uma forma de contornar tal desvantagem das antenas impressas, emprega-se a topologia de antenas log-periódicas lineares, onde sua principal característica é a operação em banda larga.

Conforme (WELKE, 2014), a antena log-periódica impressa é uma versão modificada da topologia original construída por cilindros condutores, onde os dipolos e a linha paralela de alimentação são compostos de lâminas de cobre aderidas a uma camada dielétrica plana eletricamente fina com permissividade relativa ϵ_r e espessura h . Para que seja possível fazer a excitação dos dipolos com inversão de fase de 180° entre as correntes dos elementos adjacentes, uma parte de cada dipolo é impressa em uma face, enquanto a outra parte encontra-se na face oposta do dielétrico. Tal técnica encontra-se ilustrada na Figura 6 (RODRIGUES, 2017).

Uma aplicação é vista em (ANAGNOSTOU JOHN PAPAPOLYMEROU; CH-

Figura 7 – Protótipos projetados e construídos por (GHEETHAN; ANAGNOSTOU, 2008): a) Antena log-periódica linear impressa (euclidiana); b) Antena log-periódica com elementos de linha meandro retangulares.

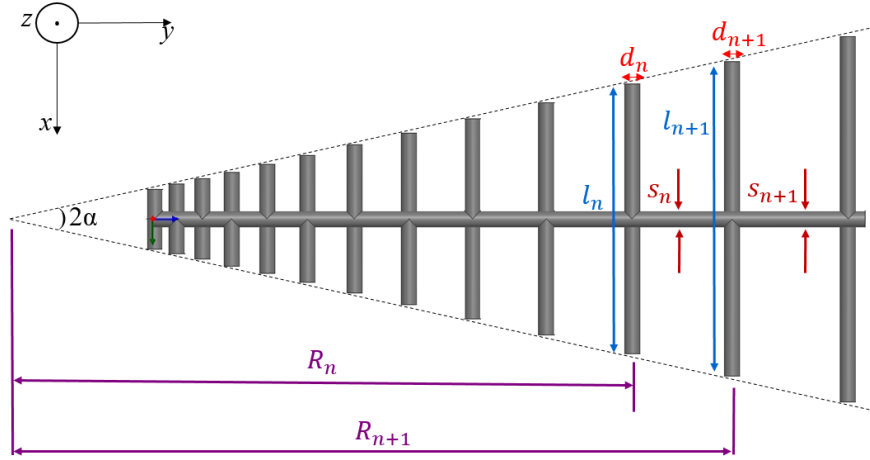


Fonte: Adaptada de (GHEETHAN; ANAGNOSTOU, 2008).

RISTODOULOU, 2008), onde se realiza uma comparação entre um antena log-periódica impressa com elementos lineares tradicionais (euclidiano) e uma log-periódica de Koch de primeira iteração, ambas projetadas para operação em uma faixa de frequências de 2 a 3 GHz. Esta estratégia é utilizada para redução do espaço físico na placa impressa. Realizou-se o projeto e construção de ambas as estruturas, apresentando-se os resultados comparativos. Ambas as antenas apresentam resultados similares. Entretanto, em relação à redução de materiais para futura construção em massa, o irradiador log-periódico de Koch apresenta vantagens.

Já em (GHEETHAN; ANAGNOSTOU, 2008), é proposta uma comparação entre uma antena log-periódica euclidiana e outra utilizando elementos de linha seguindo um formato em meandro retangular, a faixa de frequência para ambos os projetos foi de 2 a 4 GHz. Este método, assim como citado em (ANAGNOSTOU JOHN PAPAPOLYMEROU; CHRISTODOULOU, 2008), também é uma maneira de reduzir o tamanho físico do irradiador. Foram projetadas e construídas ambas as estruturas e pelos resultados apresentados, nota-se uma forte semelhança entre elas. Na Figura 7, é possível visualizar as estruturas realizadas no projeto de (GHEETHAN; ANAGNOSTOU, 2008).

Figura 8 – Modelo de uma antena log-periódica e seus parâmetros construtivos.



Fonte: Autoria própria.

2.2.3 PARÂMETROS CONSTRUTIVOS DO PROJETO DE UMA ANTENA LOG-PERIÓDICA CONVENCIONAL

Enquanto as dimensões geométricas dos elementos de um conjunto Yagi-Uda não seguem qualquer padrão estabelecido, os comprimentos l_n , espaçamentos R_n , diâmetros d_n e até mesmo as separações dos condutores centrais da linha de alimentação s_n de um conjunto log-periódico aumentam logaritmicamente, como definido pelo inverso da razão geométrica τ (BALANIS, 2009).

Nas Equações (2.1) e (2.2) abaixo, encontra-se a definição inversa da razão geométrica τ .

$$\frac{1}{\tau} = \frac{l_1}{l_2} = \frac{l_{n+1}}{l_n} = \frac{R_1}{R_2} = \frac{R_{n+1}}{R_n} = \frac{s_1}{s_2} = \frac{s_{n+1}}{s_n} \quad (2.1)$$

$$\frac{1}{\tau} = \frac{d_1}{d_2} = \frac{d_{n+1}}{d_n}. \quad (2.2)$$

Na Figura 8, pode ser visto o modelo de uma antena log-periódica convencional e seus principais parâmetros construtivos assim como citado no texto acima, onde α é o ângulo de abertura da antena.

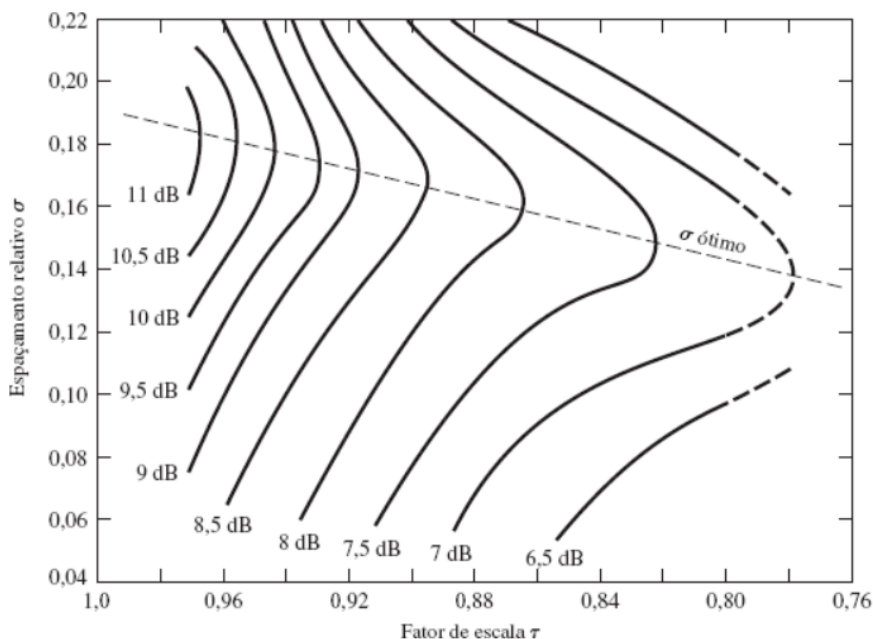
Outro parâmetro que costuma ser associado ao conjunto log-periódico de dipolos é o fator de espaçamento σ , descrito por

$$\sigma = \frac{R_{n+1} - R_n}{2l_{n+1}}. \quad (2.3)$$

A configuração genérica de um conjunto log-periódico é descrita em termos dos parâmetros de projeto τ , α e σ , relacionados por

$$\alpha = \arctan \left[\frac{1 - \tau}{4\sigma} \right]. \quad (2.4)$$

Figura 9 – Curvas calculadas de diretividade constante, relacionando os parâmetros τ e α , para um conjunto de dipolos log-periódicos.



Fonte: (BALANIS, 2009).

Uma vez que dois desses parâmetros tenham sido especificados, o outro pode ser calculado (BALANIS, 2009). Na Figura 9, são apresentadas curvas de diretividade (dB) em função de τ para diferentes valores de α . Estas curvas auxiliam na escolha de σ , dada a diretividade desejada para a antena.

Segundo (BALANIS, 2009), a largura de banda do sistema determina os comprimentos dos elementos mais curtos e mais longos da estrutura; já a largura da região ativa B_{ar} depende do projeto específico. Utilizando-se uma equação semi-empírica para calcular a largura da região ativa, relacionada a α e τ , tem-se

$$B_{ar} = 1,1 + 7,7(1 - \tau^2) \cot(\alpha). \quad (2.5)$$

A largura de banda de projeto B_s costuma ser considerada ligeiramente maior que a largura de banda desejada B (BALANIS, 2009). A relação entre elas é geralmente descrita por

$$B_s = BB_{ar} = B[1,1 + 7,7(1 - \tau^2) \cot(\alpha)], \quad (2.6)$$

onde

$$B = \frac{f_{max}}{f_{min}}, \quad (2.7)$$

sendo f_{max} e f_{min} as frequências máxima e mínima de operação, respectivamente.

O comprimento total L da estrutura é determinado do elemento mais curto (l_{min} ou l_1) ao elemento mais longo (l_{max} ou l_n) por

$$L = \frac{\lambda_{max}}{4} \left(1 - \frac{1}{B_s}\right) \cot(\alpha), \quad (2.8)$$

onde

$$l_{min} = \frac{\lambda_{min}}{2} \quad (2.9)$$

e

$$l_{max} = \frac{\lambda_{max}}{2}. \quad (2.10)$$

Para determinar o comprimento de onda máximo, que, por sua vez, tem relação com a velocidade da luz ($c_0 \cong 3 \cdot 10^8$ m/s) e com a mínima frequência de projeto (f_{min}), tem-se

$$\lambda_{max} = 2l_{max} = \frac{c_0}{f_{min}}. \quad (2.11)$$

O número de elementos que compõem a antena é determinado através de

$$N = 1 + \frac{\ln(B_s)}{\ln(1/\tau)}. \quad (2.12)$$

Segundo (BALANIS, 2009), o espaçamento centro-a-cento dos condutores centrais s_n da linha de alimentação pode ser determinado especificando-se a impedância característica desejada, pré-estabelecida como real, e os diâmetros dos dipolos e dos condutores da linha de alimentação. Matematicamente,

$$Z_a = 120 \left[\ln \left(\frac{l_n}{d_n} \right) - 2,25 \right] \quad (2.13)$$

e

$$s_n = d \cosh \left(\frac{Z_0}{120} \right), \quad (2.14)$$

onde l_n/d_n é a razão comprimento-diâmetro do n -ésimo elemento do conjunto e Z_a é a impedância característica média dos elementos, Z_0 é a impedância característica da linha de alimentação e R_{in} é a resistência de entrada.

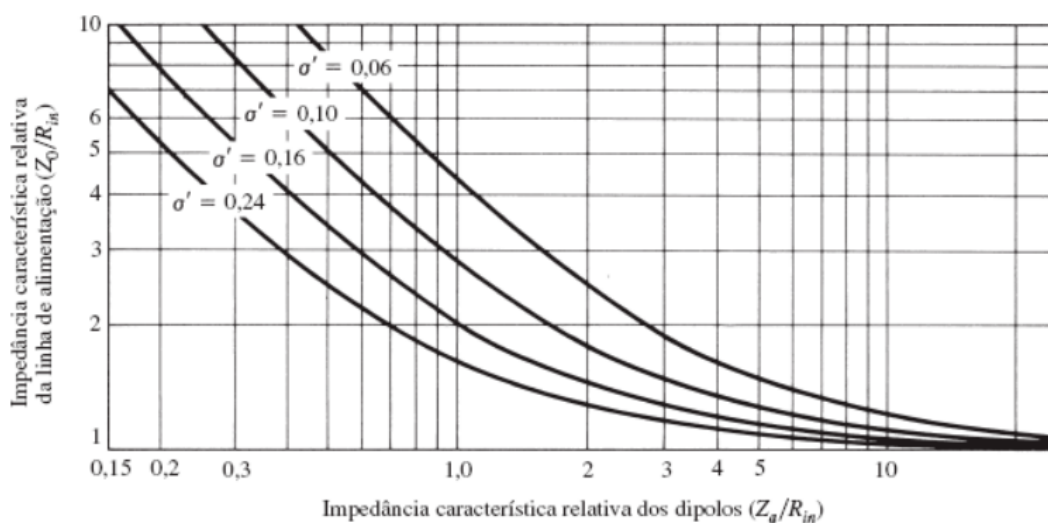
Na Figura 10, visualiza-se, através das curvas do gráfico, a caracterização do carregamento efetivo dos dipolos na linha de entrada, onde σ' é o espaçamento relativo médio definido como sendo

$$\sigma' = \frac{\sigma}{\sqrt{\tau}}. \quad (2.15)$$

Após serem definidos os parâmetros construtivos do projeto analítico do conjunto de dipolos, sugere-se uma rotina de projeto, estabelecida como:

1. Dada a diretividade D_0 (dB), determinar σ e τ , utilizando a Figura 9;
2. Determinar α através da Equação (2.4);

Figura 10 – Curvas contendo a relação entre a impedância característica relativa de uma linha de alimentação e a impedância característica relativa dos dipolos.



Fonte: (BALANIS, 2009).

3. Determinar B_{ar} e B_s através das Equações (2.5) e (2.6), respectivamente;
4. Determinar L e N através das Equações (2.8) e (2.12), respectivamente;
5. Calcular l_n e d_n , através das Equações (2.1) e (2.2), e, assim, determinar Z_a e σ' através das Equações (2.13) e (2.15), respectivamente;
6. Determinar a razão Z_0/R_{in} através da Figura 10;
7. Definir um valor para d e determinar s_n através da Equação (2.14).

3 ANTENA COM POLARIZAÇÃO SIMPLES

Neste capítulo, será dissertado sobre a elaboração do modelo eletromagnético da antena com polarização simples. Acontecerá a apresentação dos cálculos realizados para a modelagem da antena, análises paramétricas realizadas na estrutura, resultados de simulações, executadas através do *software Ansys HFSS* e, por fim, o ajuste e aproximação das dimensões deste irradiador para valores comerciais disponíveis. Realizar-se-ão a verificação dos resultados, com objetivo de obter uma boa aproximação para a simulação da estrutura modelada, de maneira realista.

3.1 ELABORAÇÃO DO MODELO ELETROMAGNÉTICO

Para começar a análise do projeto da antena log-periódica, escolheram-se a faixa de frequência de projeto, de 300 MHz a 1 GHz, e o material utilizado para a estrutura, o alumínio. Decidiu-se validar primeiramente a impedância característica da linha bifilar cilíndrica, escolhida para ser $Z_0 = 50 \Omega$.

Antes da simulação com o *software Ansys HFSS*, disponível no LEMA, a linha bifilar foi projetada com o emprego da Equação (2.14), considerando-se $Z_0 = 50 \Omega$ e raio das hastes $a = 0,5$ cm. O espaçamento entre as hastes cilíndricas resultou ser $S = 1,09$ cm. Na Figura 11, foram utilizadas duas portas de excitação do tipo *wave port*, com dimensões iguais. A altura (h) e largura (W) são equivalentes a $3S$. Através da Figura 12, mostra-se as dimensões das hastes cilíndricas.

Após a simulação, foi obtido um valor para impedância característica da estrutura, de aproximadamente $50,6 \Omega$. Este resultado pode ser visto através do gráfico mostrado na Figura 13.

Dando sequência ao projeto, realizou-se a rotina descrita no capítulo anterior para o irradiador com polarização simples. Os parâmetros construtivos da antena foram calculados através das fórmulas expressas nas Equações (2.1) a (2.15), dispostos na Tabela 1,

Figura 11 – Vista panorâmica da estrutura simulada para a linha bifilar cilíndrica.

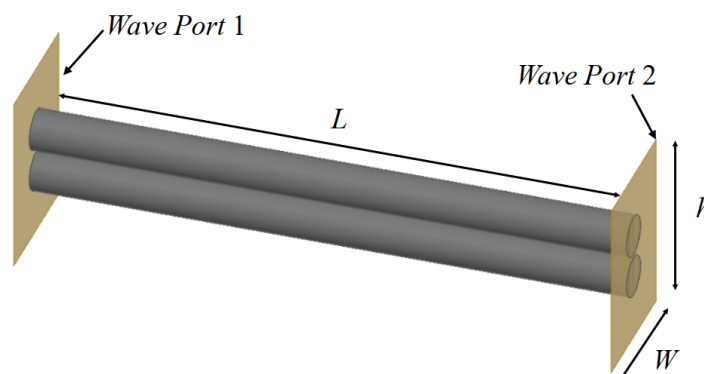
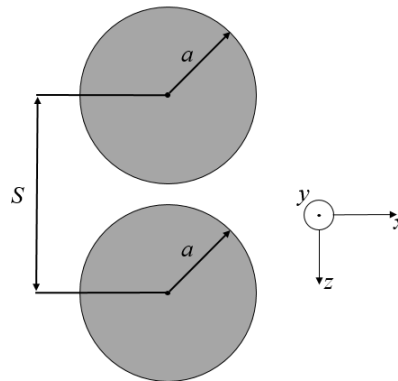
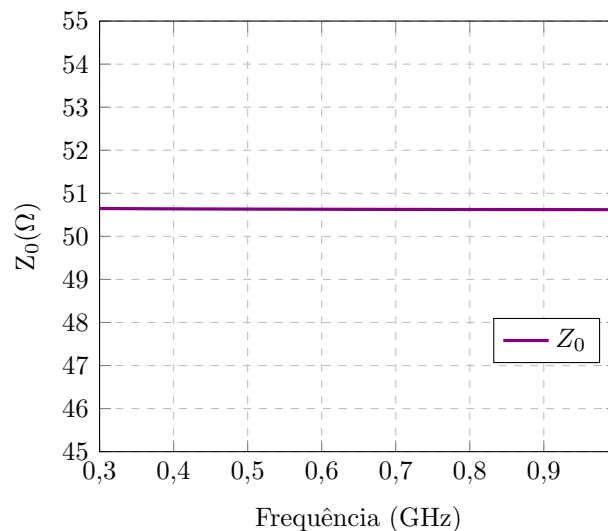


Figura 12 – Vista frontal das hastes da linha bifilar cilíndrica.



Fonte: Autoria própria.

Figura 13 – Impedância característica da linha bifilar cilíndrica.



Fonte: Autoria própria.

com suas respectivas unidades de medida. Para uma análise inicial, foram mantidos os diâmetros, de todos os dipolos, iguais aos das hastes da linha bifilar cilíndrica (1 cm).

Ressalta-se que, como calculado na Tabela 1, o número de elementos N é igual a 12,843 elementos; portanto, consideraram-se os parâmetros construtivos para 13 elementos. Também vale salientar que os valores de σ e τ foram escolhidos utilizando o gráfico disposto na Figura 9 para uma antena com diretividade de 8 dBi.

Na Tabela 2, apresentam-se os valores calculados para os comprimentos de cada dipolo l_n e das distâncias da origem a cada um dos dipolos, chamadas como distância origem-elemento R_n . Estes foram calculados através da fórmula de recorrência, dadas pelas Equações (2.1) e (2.2), onde sua unidade de medida é fornecida em centímetros.

Após desenvolvida a rotina de projeto e calculados os seus parâmetros construtivos, desenhou-se a estrutura no *software Ansys HFSS*. Com base em (BALANIS, 2009), notou-se que, para alimentar tal irradiador, precisar-se-ia utilizar um toróide seccionado pela

Tabela 1 – Tabela com valores calculados para os parâmetros construtivos do projeto da antena log-periódica.

Parâmetro	Valor
c_0	3×10^8 m/s
f_{min}	300 MHz
f_{max}	1 GHz
λ_{min}	0,3 m
λ_{max}	1 m
τ	0,86
$1/\tau$	1,1628
σ	0,16
α	12,34°
$\tan(\alpha)$	0,2187°
σ'	0,173
B_{ar}	1,79
B	3,3333
B_s	5,967
R_{in}	45 Ω
L	0,952 m
N	13 elementos
l_{min}	0,15 m
l_{max}	0,5 m
d_{max}	0,01 m
S	0,0109 m
Z_a	199,4428 Ω
Z_a/R_{in}	4,4321
Z_0	49,5 Ω

Fonte: Autoria própria.

metade, para conectar ambas as hastes da linha bifilar na região próxima aos menores dipolos; ou seja, os dipolos correspondentes às maiores frequências da banda de operação.

Para alimentação da estrutura, utilizou-se o cabo coaxial DLC 58 de 50 Ω . Suas dimensões e materiais foram extraídos dos dados apresentados em (DATALINK, 2017) e estão dispostos na Tabela 3.

A estrutura a ser simulada é a mesma vista na Figura 8. Na Figura 14, são mostradas as vistas frontal e lateral da alimentação utilizando um toróide seccionado pela metade e os respectivos materiais referentes ao cabo coaxial DLC 58.

Ao simular a estrutura, com as dimensões retiradas do *datasheet*, disponível em (DATALINK, 2017), notou-se uma variação no valor da impedância característica da antena. Ao conferir o valor da constante dielétrica do polietileno ($\epsilon_r = 2,5$), contida no *software Ansys HFSS*, e com o apoio do *software Txlinc*, chegou-se a valores corrigidos para as dimensões do cabo coaxial DLC 58 de 50 Ω . Os valores atualizados são vistos na Tabela 4.

Tabela 2 – Dimensões calculadas para os comprimentos e distâncias origem-elemento, para cada um dos dipolos.

Dipolo	Valor (cm)	
	l_n	R_n
1	15,00	34,29
2	17,44	39,87
3	20,28	46,36
4	23,28	51,91
5	27,42	62,69
6	31,89	72,89
7	37,08	84,75
8	43,11	98,55
9	50,13	114,59
10	58,29	133,25
11	67,78	154,94
12	78,81	180,16
13	91,65	209,48

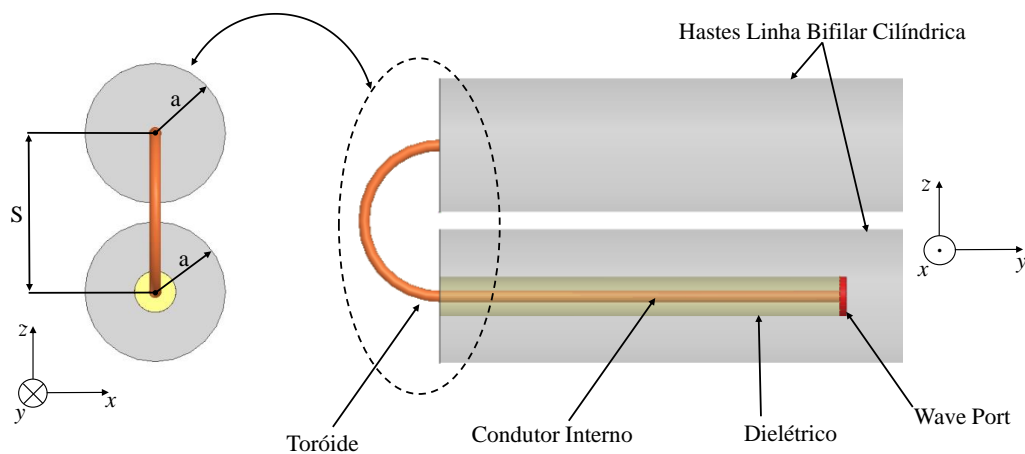
Fonte: Autoria própria.

Tabela 3 – Materiais e dimensões retirados do datasheet do cabo DLC 58 de 50 Ω.

Descrição	Material	Diâmetro (mm)
Condutor interno	Cobre	1,02
Dielétrico	Polietileno	2,95
Condutor externo	Fita aluminizada	3,03

Fonte: Adaptado de (DATA LINK, 2017).

Figura 14 – Vista frontal e lateral da alimentação utilizando um toróide seccionado pela metade e seus respectivos materiais.



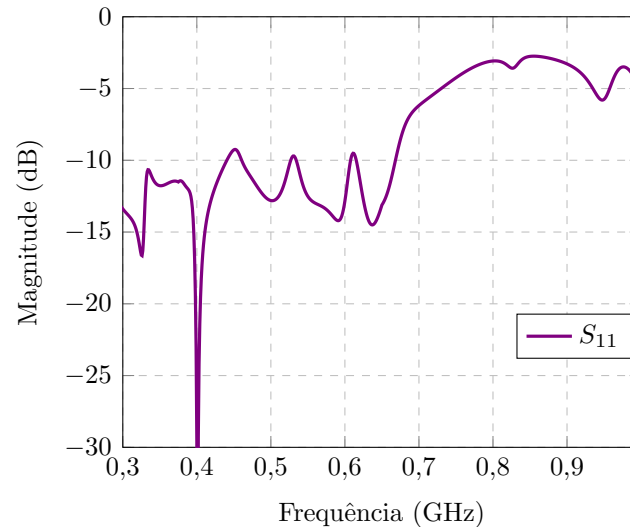
Fonte: Autoria própria.

Tabela 4 – Materiais e dimensões otimizados para o cabo DLC 58 de 50Ω .

Descrição	Material	Diâmetro (mm)
Condutor interno	Cobre	0,8444
Dielétrico	Polietileno	2,95

Fonte: Autoria própria.

Figura 15 – Parâmetro de espalhamento S_{11} da antena alimentada utilizando um toróide seccionado pela metade.

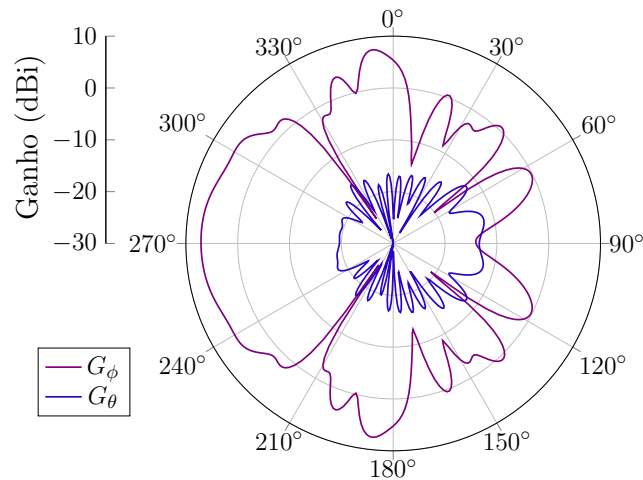


Fonte: Autoria própria.

Após algumas simulações e ajustes, chegou-se aos resultados vistos nas Figuras 15 a 17. Na Figura 15, é observado o parâmetro de espalhamento S_{11} ; ou seja, o parâmetro de reflexão. Verifica-se que o nível de reflexão na entrada ($S_{11(dB)} < -10$ dB) não pôde ser alcançado em toda a faixa de interesse. Observando a estrutura simulada, localizaram-se os planos E e H. O plano E contém a direção de máxima irradiação e o vetor campo elétrico e, portanto, corresponde ao plano xy . Já o plano H contém a direção de máxima irradiação e o vetor campo magnético e, portanto, encontra-se no plano yz . Sabendo-se dessas informações, é relevante observar o comportamento do diagrama de irradiação do ganho da antena, onde, em $\phi = 90^\circ$, está apresentado o plano H e em $\theta = 90^\circ$ está o plano E. Nas Figuras 16 e 17 estão apresentados os diagramas de irradiação dos ganhos ϕ e ganho θ para $\phi = 90^\circ$ e $\theta = 90^\circ$, respectivamente. O ganho obtido equivale a 7,31 dBi.

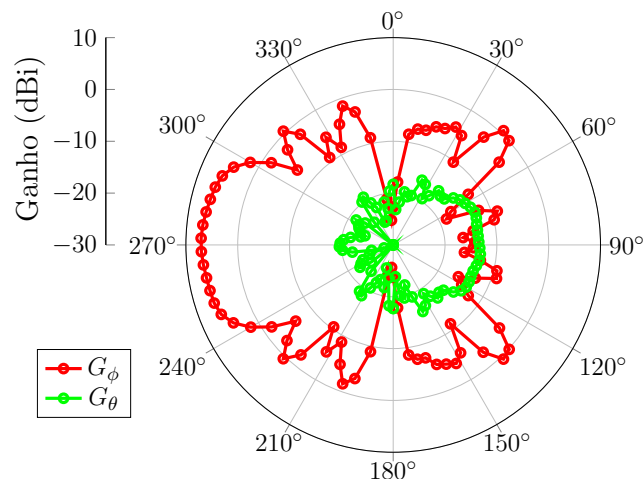
Após diversas análises na estrutura, detectou-se que o elevado nível de reflexão na entrada da antena foi, em geral, a maneira com que o irradiador estava sendo alimentado. Com isso, passou-se a realizar uma série de análises paramétricas, com o objetivo de encontrar uma forma satisfatória de alimentar a estrutura.

Figura 16 – Diagrama de irradiação do ganho para $\phi = 90^\circ$ da antena alimentada utilizando um toróide seccionado pela metade na frequência de 1 GHz.



Fonte: Autoria própria.

Figura 17 – Diagrama de irradiação do ganho para $\theta = 90^\circ$ da antena alimentada utilizando um toróide seccionado pela metade na frequência de 1 GHz.



Fonte: Autoria própria.

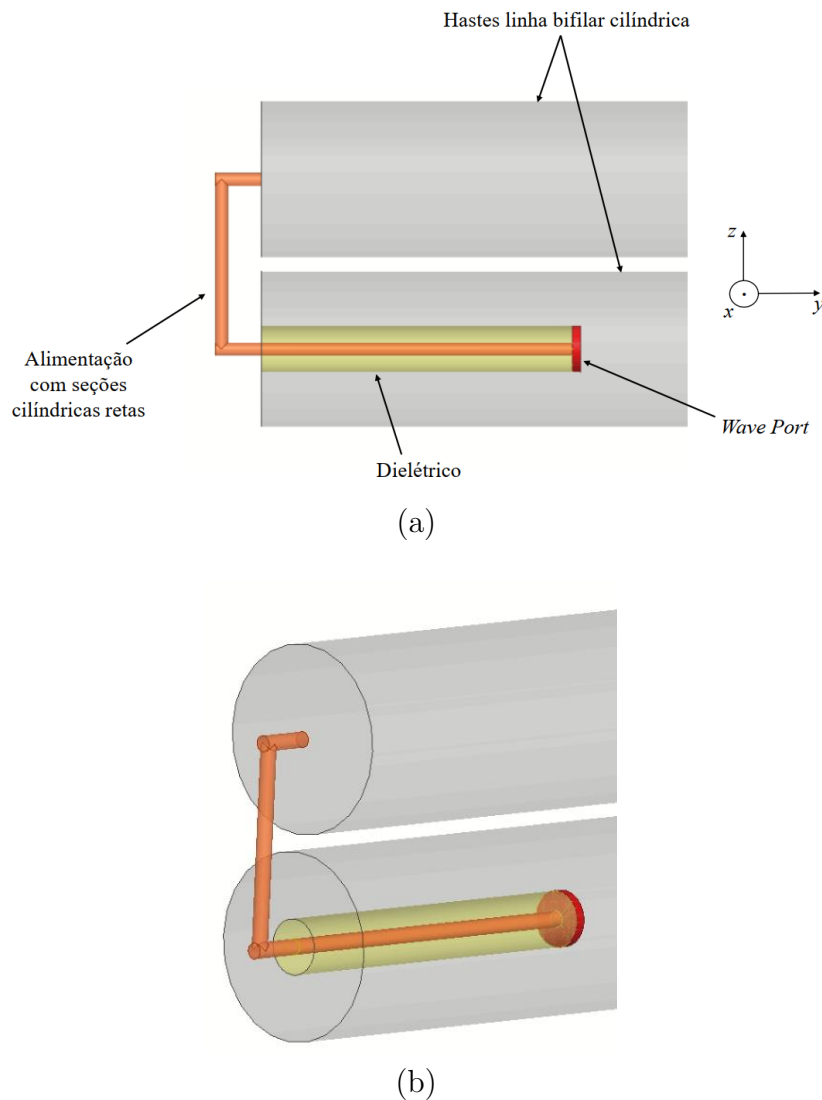
3.2 ANÁLISES PARAMÉTRICAS REFERENTES AO PONTO DE ALIMENTAÇÃO

Ao se analisar a Figura 15, sabe-se que, idealmente, o resultado ótimo, esperado para este tipo de gráfico é a obtenção da curva abaixo de -10 dB. A estrutura apresenta baixo nível de reflexão na entrada nas frequências inferiores, correspondentes aos maiores elementos. Entretanto, esta característica degrada-se para a porção mais alta da faixa de operação.

Para contornar o problema, tentou-se substituir o toróide utilizado por seções cilíndricas retas conectadas às mesmas extremidades das partes que compõem a linha bifilar. A Figura 18 apresenta vistas diferentes da alimentação utilizada e seus respectivos materiais.

Novamente, depois de uma sequência de análises paramétricas, chegou-se aos

Figura 18 – Antena alimentada por seções cilíndricas retas: a) Vista Lateral; b) Vista em perspectiva.

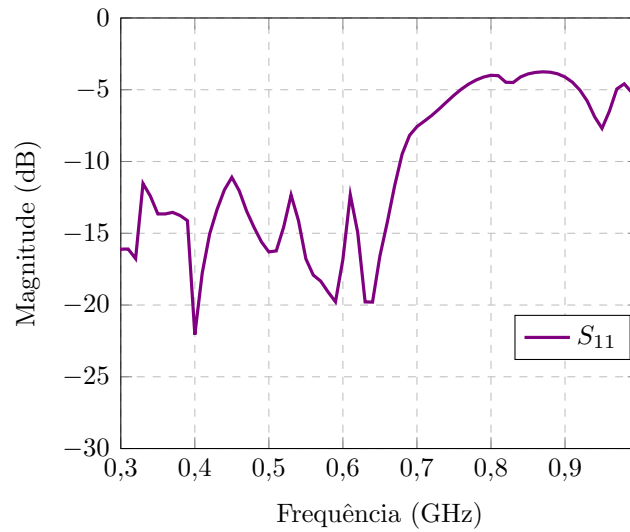


Fonte: Autoria própria.

resultados observados nas Figuras 19 a 21. O ganho encontrado foi de, aproximadamente, 7 dBi. Observando a Figura 19, não se verificou melhora substancial no casamento de impedância. Com isso, optou-se por aproximar a alimentação, o máximo possível, das hastes da linha bifilar e recalculou os parâmetros construtivos: diâmetros (d_n), comprimentos (l_n) e distâncias origem-elemento (R_n). Para este fim, utilizou-se a fórmula de recorrência, expressa nas Equações (2.1) e (2.2), de maneira inversa, resultando nas Equações (3.1) a (3.3) para cada uma das modificações citadas: diâmetros (d_n), comprimentos (l_n) e distâncias origem-elemento (R_n).

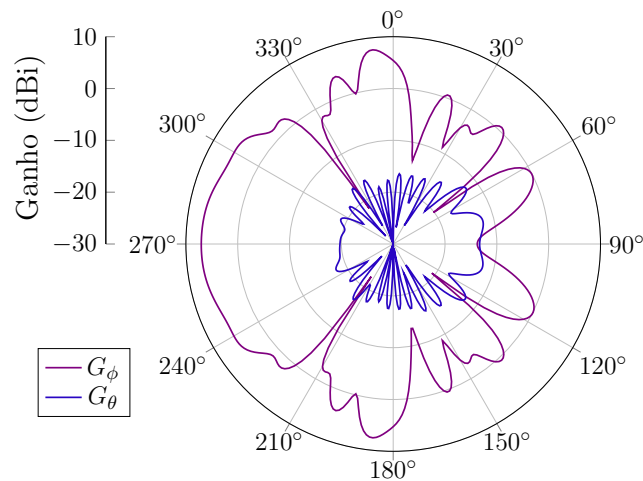
$$\tau = \frac{d_{n-1}}{d_n}. \quad (3.1)$$

Figura 19 – Parâmetro de espalhamento S_{11} da antena alimentada por seções cilíndricas retas.



Fonte: Autoria própria.

Figura 20 – Diagrama de irradiação do ganho para $\phi = 90^\circ$ da antena alimentada utilizando seções cilíndricas retas na frequência de 1 GHz.



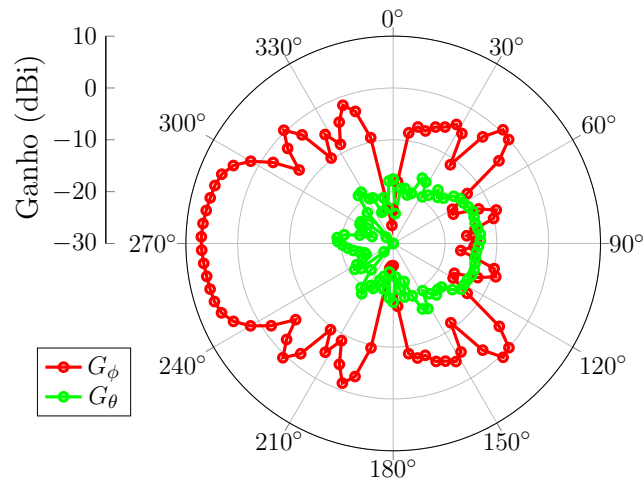
Fonte: Autoria própria.

$$\tau = \frac{l_{n-1}}{l_n}. \quad (3.2)$$

$$\tau = \frac{R_{n-1}}{R_n}. \quad (3.3)$$

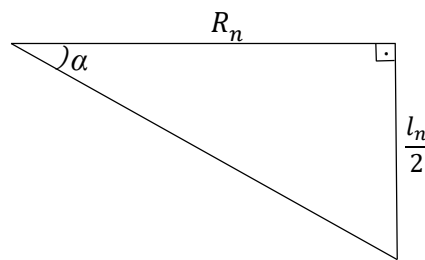
Calcularam-se os parâmetros partindo-se dos maiores para os menores dipolos. Para descobrir a maior distância entre os elementos, utilizaram-se as informações que estavam disponíveis no momento, vistas na Tabela 1, como o ângulo de abertura (α) e o comprimento do maior elemento ($l_{m\acute{a}x}$). Pode-se ter uma melhor visualização através da Figura 22, onde fez-se a distância máxima (R_{13}) igual a metade do comprimento máximo

Figura 21 – Diagrama de irradiação do ganho para $\theta = 90^\circ$ da antena alimentada utilizando seções cilíndricas retas na frequência de 1 GHz.



Fonte: Autoria própria.

Figura 22 – Triângulo retângulo utilizado para calcular a maior distância elemento-origem da antena.



Fonte: Autoria própria.

$(l_{13}/2)$, dividido pela tangente do ângulo α , chegando-se assim, ao valor para a máxima distância e possibilitando o cálculo inverso até a menor distância (R_1).

Com isso, após todos os cálculos realizados, chegou-se aos valores dispostos na Tabela 5 para cada dipolo, com suas unidades de medida e seus respectivos valores.

A partir do diâmetro máximo (d_{13}), recalculou-se, também, o espaçamento das hastes da linha bifilar cilíndrica (S) utilizando a Equação (2.14) e obteve-se um espaçamento equivalente a 3,77 cm para $Z_0 = 50 \Omega$. Considerou-se o raio a dos condutores da linha bifilar igual ao do último elemento; ou seja, $a = d_{13}/2$.

O modelamento eletromagnético foi iniciado com o uso de uma estrutura simples para excitação da antena. Conforme mostrado na Figura 23, utilizou-se uma porta de excitação do tipo *wave port* com altura h e largura W iguais a $3S$.

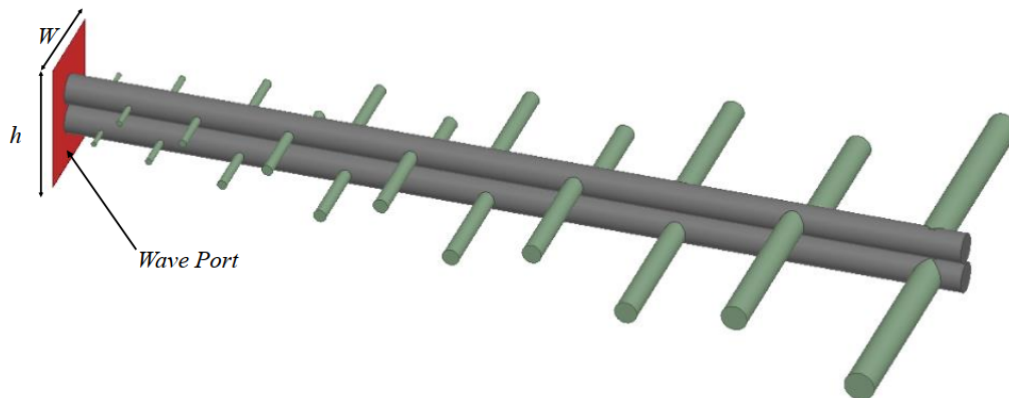
Com o objetivo de otimizar a estrutura, iniciou-se a disposição dos pares de dipolos nas proximidades da extremidade das hastes da linha bifilar, deixando uma curta seção de linha de transmissão anteceder os primeiros elementos, equivalente a 1 cm, assim como mostrado à esquerda na Figura 23. Para isso, fez-se a diferença desse valor ajustado para

Tabela 5 – Dimensões calculadas para os comprimentos de cada dipolo do projeto da antena log-periódica.

Nº Elementos	Valor (cm)		
	d_n	l_n	R_n
1	0,54	8,75	20,32
2	0,67	10,12	23,50
3	0,78	11,70	27,17
4	0,91	13,53	31,42
5	1,06	15,65	36,33
6	1,23	18,10	42,01
7	1,43	20,93	48,57
8	1,66	24,20	56,16
9	1,93	27,98	64,93
10	2,24	32,35	75,07
11	2,59	37,41	86,79
12	3,00	43,25	100,34
13	3,47	50,00	116,00

Fonte: Autoria própria.

Figura 23 – Vista tridimensional da antena alimentada através da utilização de uma porta de excitação do tipo *wave port*.



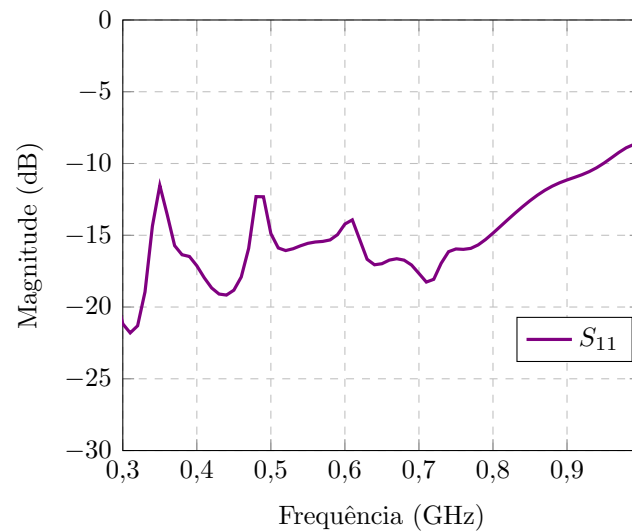
Fonte: Autoria própria.

todos os elementos, realizando a compensação correta.

Ao simular a estrutura vista na Figura 23, obtiveram-se os resultados dispostos nas Figuras 24 a 26. O ganho encontrado foi de aproximadamente 10 dBi.

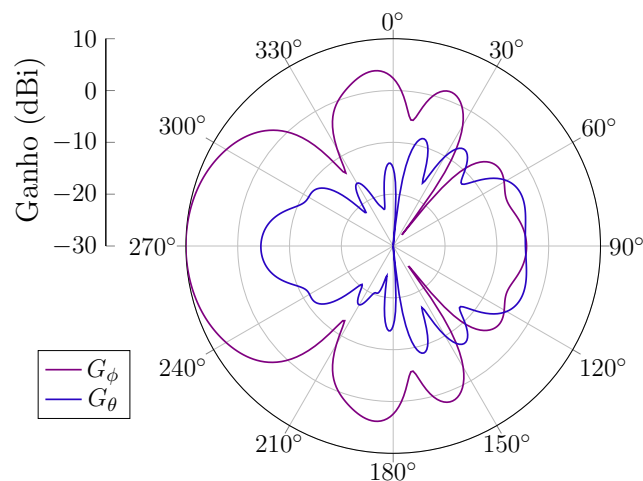
Ao concluir esta etapa e analisando os resultados obtidos, pode-se notar uma melhora expressiva no casamento de impedância. Assim, investigando-se novamente as referências, notou-se um problema similar no projeto de (RODRIGUES, 2017), realizado junto ao LEMA. Partindo disso, decidiu-se realizar a alimentação no espaço entre as hastes da linha bifilar ao invés de realizar na extremidade dessa estrutura. Para isso, inicialmente simulou-se a fonte em um ponto qualquer do início da estrutura utilizando uma *lumped*

Figura 24 – Parâmetro de espalhamento S_{11} da antena alimentada através de uma *Waveport*.



Fonte: Autoria própria.

Figura 25 – Diagrama de irradiação do ganho para $\phi = 90^\circ$ da antena alimentada através de uma *Waveport* na frequência de 900 MHz.



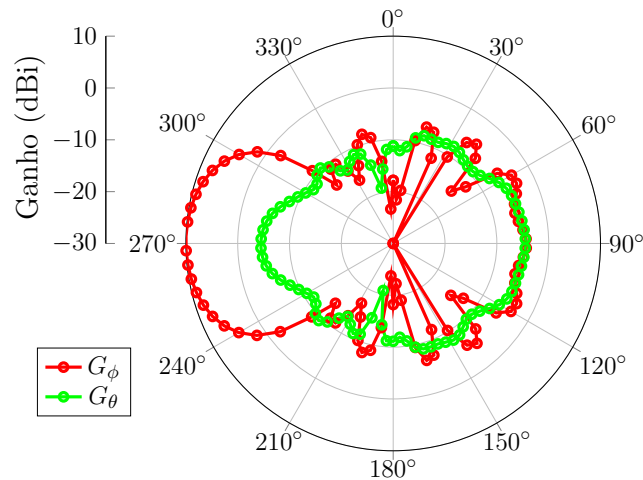
Fonte: Autoria própria.

port, de modo a simular um cabo coaxial de 50Ω .

A fim de testar a estrutura, as dimensões e localização da porta de alimentação foram escolhidas de maneira aleatória. Como a *lumped port* é um plano, ou seja, não tem volume, iniciou-se esta análise a uma distância de 1 cm da extremidade da estrutura, com comprimento igual ao raio das haste da linha bifilar ($d_{13}/2$) e altura suficiente para que tocasse os dois condutores, estabelecendo, assim, o contato elétrico necessário. Tal procedimento encontra-se ilustrado na Figura 27.

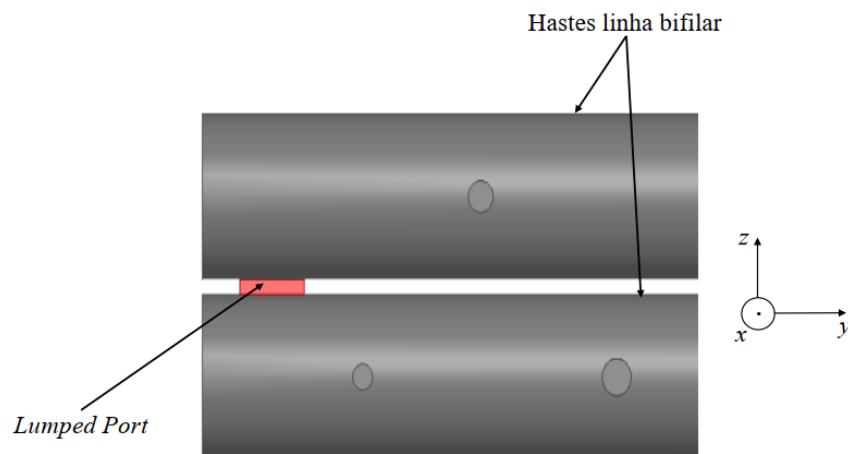
Através das Figuras 28 a 30, é possível observar os resultados obtidos para o irradiador, alimentado através de uma porta de excitação do tipo *lumped port*. As Figuras 29 e 30, demonstram os diagramas de irradiação para os ganhos ϕ e θ , para $\phi = 90^\circ$ e $\theta = 90^\circ$, respectivamente, e apresentam um ganho de aproximadamente 9,1 dBi.

Figura 26 – Diagrama de irradiação do ganho para $\theta = 90^\circ$ da antena alimentada através de uma *Waveport* na frequência de 900 MHz.



Fonte: Autoria própria.

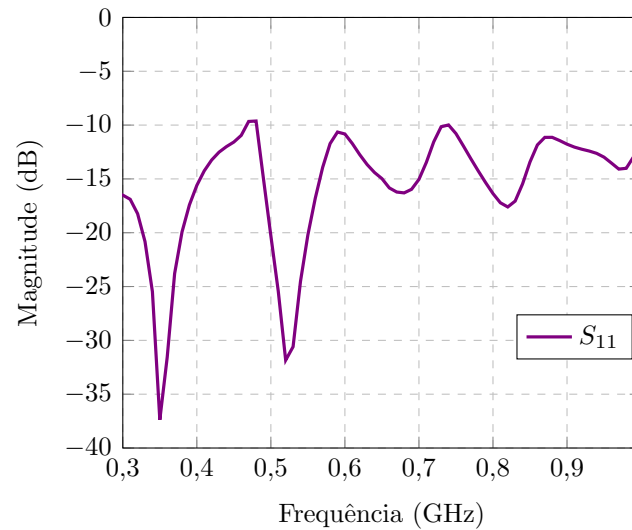
Figura 27 – Vista bidimensional da antena alimentada através da utilização de uma porta de excitação do tipo *lumped port*.



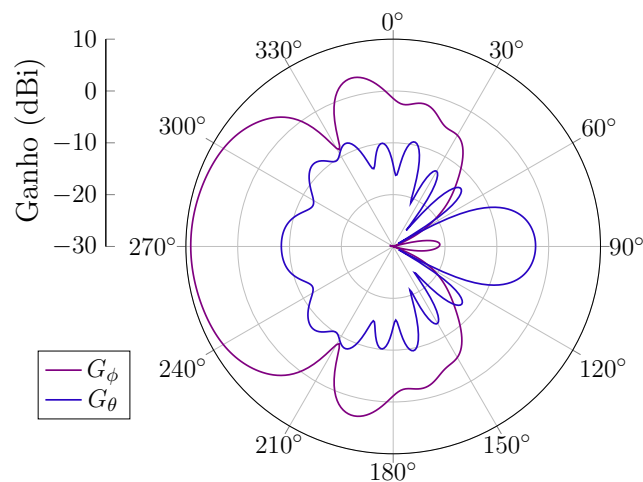
Fonte: Autoria própria.

Por fim, para consolidar a estratégia de projeto e transformar este modelo em uma forma mais realista, incluiu-se o cabo coaxial DLC 58 de 50Ω na estrutura. Primeiramente, escolheu-se a posição do cabo (L_{alim}), posicionando-o a 0,5 cm da extremidade da antena, com o condutor interno apenas tocando a superfície do segundo condutor da linha bifilar e a uma distância $d_{alim} = 4$ cm até o primeiro par de dipolos. Entretanto, observou-se que havia perdas na estrutura, possivelmente causadas por esse contato, o que dificultava uma boa discretização nessa superfície. Portanto, decidiu-se introduzir um pequeno comprimento do condutor para o interior da haste do segundo condutor, assim como ilustrado pela Figura 31.

Como esperado, tal procedimento propiciou a obtenção de resultados muito satisfatórios. Na Figura 32, apresenta-se o resultado para o parâmetro S_{11} . As Figuras 33

Figura 28 – Parâmetro de espalhamento S_{11} da antena alimentada por uma *Lumped port*.

Fonte: Autoria própria.

Figura 29 – Diagrama de irradiação do ganho para $\phi = 90^\circ$ da antena alimentada através de uma *Lumped port* na frequência de 900 MHz.

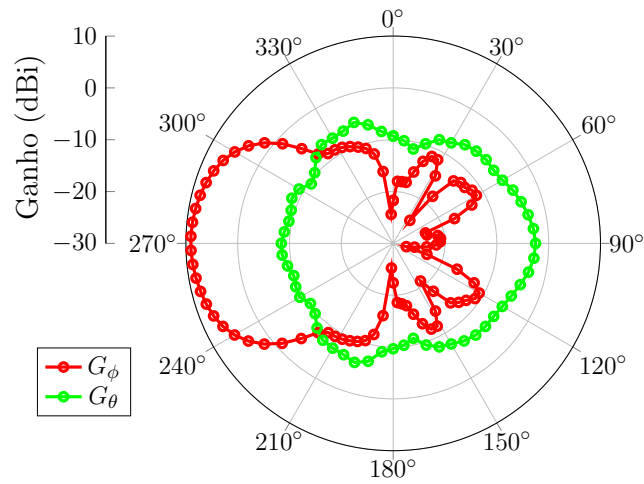
Fonte: Autoria própria.

e 34 mostram os diagramas de irradiação para os ganhos ϕ e θ , para $\phi = 90^\circ$ e $\theta = 90^\circ$ da antena alimentada por um cabo coaxial DLC 58, respectivamente, e apontam um ganho de aproximadamente 9,9 dBi.

3.2.1 POSIÇÃO DO CABO COAXIAL

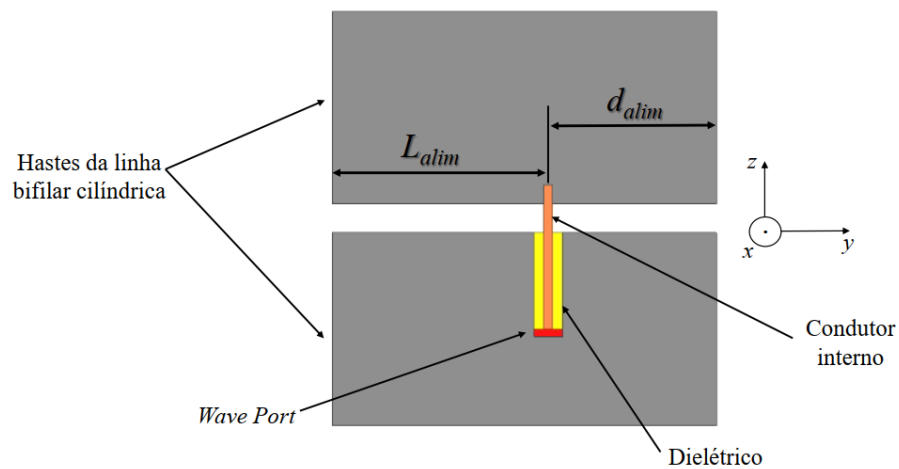
Ao observar melhor o ponto de alimentação escolhido, visto na Figura 31, notou-se, após algumas análises paramétricas, que havia um melhor ponto para o casamento de impedância desta estrutura. Com isso, posteriormente à investigação, chegou-se à conclusão de que o ponto ótimo ocorre em $L_{alim} = 0,25$ cm e $d_{alim} = 4,25$ cm. Tal conclusão é elucidada na Figura 35, onde pode-se verificar que a curva do parâmetro S_{11} , em toda a banda de operação, esteve majoritariamente abaixo dos -10 dB, denotando um bom casamento de

Figura 30 – Diagrama de irradiação do ganho para $\theta = 90^\circ$ da antena alimentada através de uma *Lumped port* na frequência de 900 MHz.



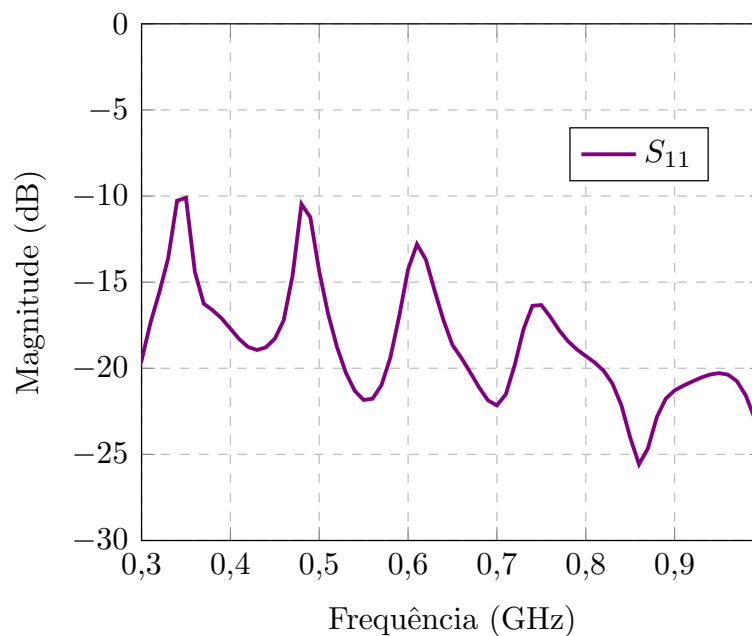
Fonte: Autoria própria.

Figura 31 – Vista transversal do modelo alimentado por um cabo coaxial modelo DLC 58 de 50Ω , posicionado a $0,5 \text{ cm}$ da borda da antena.



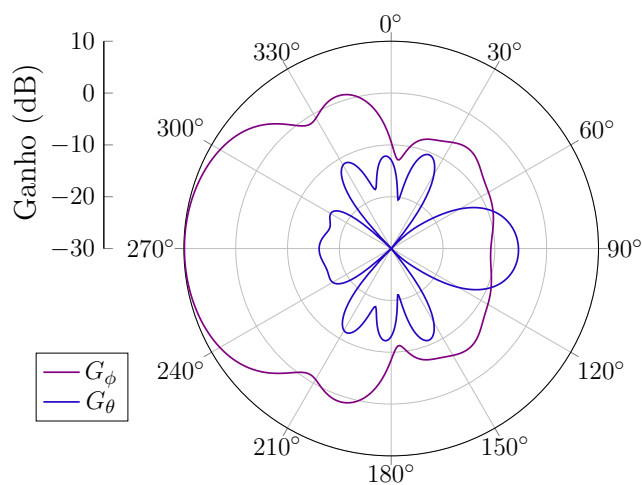
Fonte: Autoria própria.

Figura 32 – Parâmetro de espalhamento S_{11} do modelo alimentado por um cabo coaxial modelo DLC 58 de 50Ω , posicionado a $0,5 \text{ cm}$ da borda da antena.



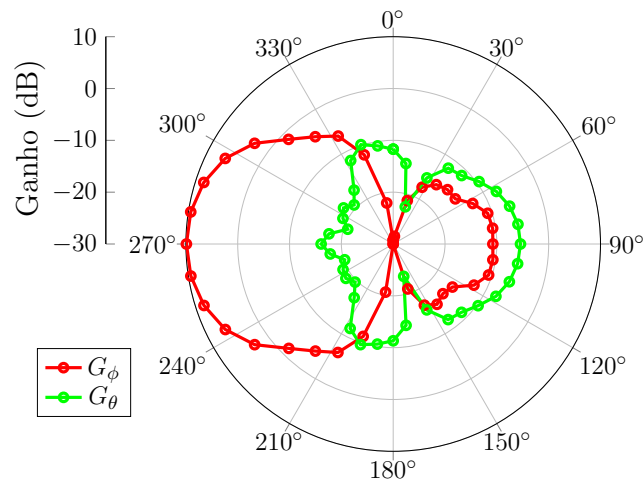
Fonte: Autoria própria.

Figura 33 – Diagrama de irradiação do ganho para $\phi = 90^\circ$ do modelo alimentado por um cabo coaxial modelo DLC 58 de 50Ω na frequência de 650 MHz , posicionado a $0,5 \text{ cm}$ da borda da antena.



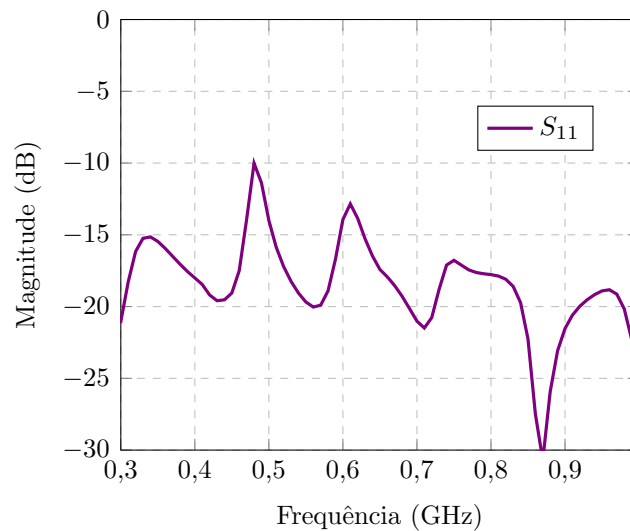
Fonte: Autoria própria.

Figura 34 – Diagrama de irradiação do ganho para $\theta = 90^\circ$ do modelo alimentado por um cabo coaxial modelo DLC 58 de 50Ω na frequência de 650 MHz, posicionado a 0,5 cm da borda da antena.



Fonte: Autoria própria.

Figura 35 – Parâmetro de espalhamento S_{11} da estrutura alimentada através da utilização de um cabo coaxial modelo DLC 58 de 50Ω , posicionado a 0,25 cm da borda do irradiador.



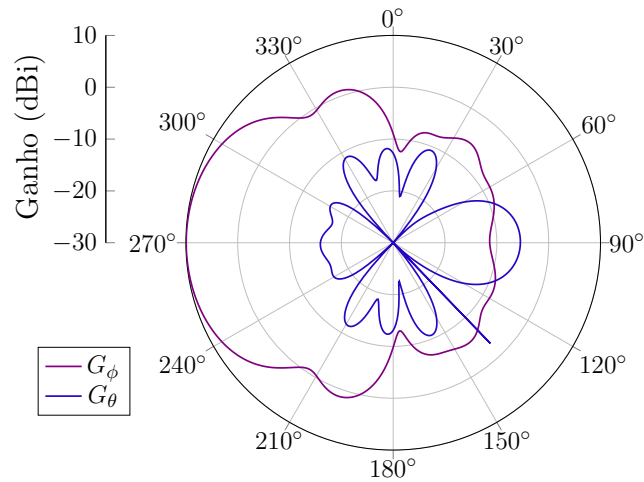
Fonte: Autoria própria.

impedância.

Nas Figuras 36 e 37, contém os diagramas de irradiação para os ganhos ϕ e θ , para $\phi = 90^\circ$ e $\theta = 90^\circ$, respectivamente, com alimentação através um cabo coaxial DLC 58, localizado a 0,25 cm da borda do irradiador. Resultando em um ganho equivalente a 9,94 dBi.

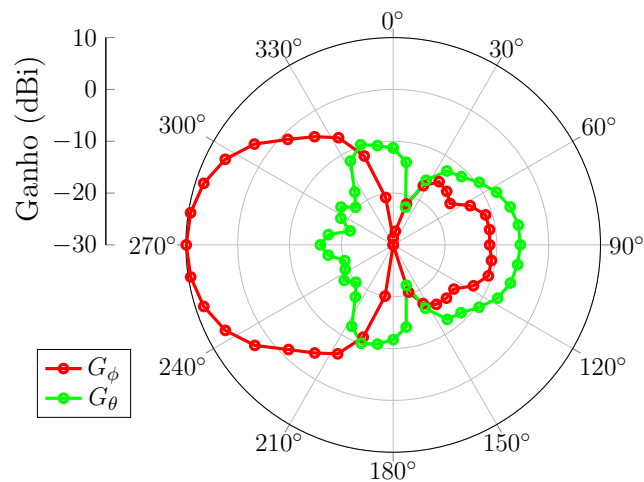
Vale salientar, que para todas as análises realizadas nas simulações, atribuiu-se a função *deembed* no *HFSS*. De modo resumido, esta é uma operação de pós-processamento e aplicada às portas de excitação do tipo *wave port*. Sua função, é alterar o plano de referência para cálculo dos parâmetros *S* do modelo desejado. Isso possibilita ao usuário

Figura 36 – Diagrama de irradiação do ganho para $\phi = 90^\circ$ do modelo alimentado por um cabo coaxial modelo DLC 58 de 50Ω na frequência de 650 MHz, posicionado a 0,25 cm da borda da antena.



Fonte: Autoria própria.

Figura 37 – Diagrama de irradiação do ganho para $\theta = 90^\circ$ do modelo alimentado por um cabo coaxial modelo DLC 58 de 50Ω na frequência de 650 MHz, posicionado a 0,25 cm da borda da antena.



Fonte: Autoria própria.

remover ou adicionar efeitos de uma seção de linha de transmissão. Para as análises realizadas, utilizou-se o *deembed* com o valor do raio do condutor da linha bifilar (a), em que estava a porta de excitação, possibilitando, assim, desconsiderar o efeito da linha de transmissão que estava introduzida na haste que contém a alimentação.

3.3 ADEQUAÇÃO DO MODELO ELETROMAGNÉTICO PARA MONTAGEM DO PROTÓTIPO

Ao concluir a etapa de validação do modelo eletromagnético com os valores calculados, apresenta-se, nesta seção, a adequação do modelo para uso de materiais e dimensões disponíveis comercialmente, a fim de validar a fabricação do protótipo desta antena e, assim, validá-la de forma prática.

Realizaram-se buscas das dimensões comerciais disponíveis, em material alumínio, que melhor se aproximassem dos valores calculados. Outra questão relevante é a fixação das hastes da linha bifilar cilíndrica, de modo a garantir o espaçamento S correto entre si, além da definição do que material seria utilizado para tal suporte. A partir disso, decidiu-se fazer os apoios para a linha bifilar utilizando o material PLA e imprimir o modelo escolhido em impressora 3D. Chegou-se à conclusão de que a quantidade de apoios necessários para a sustentação da estrutura seriam três.

Para incluir o PLA como material ao *HFSS*, pesquisou-se sobre as características elétricas deste material. Com base em (BEHZADNEZHAD B.; MCMILLAN, 2018), obtiveram-se valores para a frequência superior da faixa de operação desejada (1 GHz). A constante dielétrica ϵ_r varia de 2,1 a 2,9 e a tangente de perdas $\tan\delta$ contém uma variação de 0,008 a 0,012. Após aproximar os diâmetros comerciais disponíveis e incluí-los ao *HFSS*, fez-se uma análise para a variação do material PLA. Chegou-se à conclusão de que a melhor opção seria utilizar o valor intermediário de cada uma das variações; ou seja, constante dielétrica $\epsilon_r = 2,5$ e tangente de perdas $\tan\delta = 0,01$.

Na Tabela 6, estão dispostos os diâmetros comerciais disponíveis e aproximados para o modelo eletromagnético. Na Figura 38, pode-se observar o modelo simulado da antena utilizando três apoios em PLA. Para o diâmetro da linha bifilar cilíndrica, utilizou-se o diâmetro do maior elemento (d_{13}). A Tabela 7 mostra os valores das dimensões utilizadas no modelo do apoio de PLA. Pode-se visualizar melhor este detalhamento através da Figura 39.

Incluindo ao modelo eletromagnético os valores de diâmetros comerciais e os três apoios de PLA, notou-se que, ao se utilizar a posição da alimentação anterior, vista na Figura 31, não se obteve bom resultado para o casamento de impedância. Portanto, uma nova análise paramétrica foi realizada.

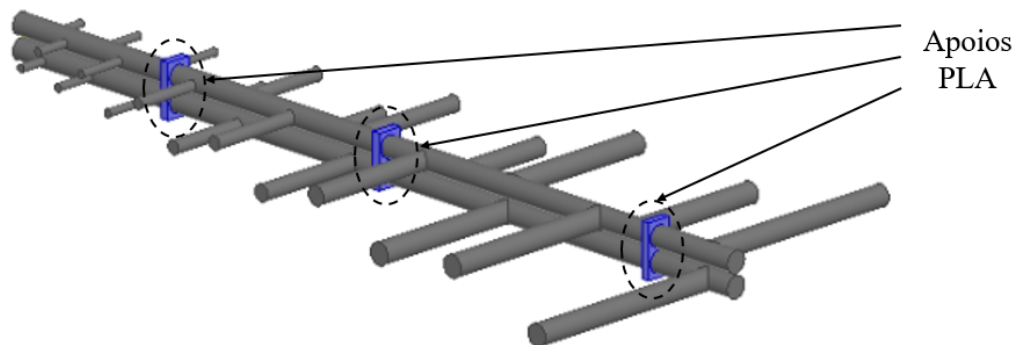
Após longa análise, observou-se que, ao deixar uma pequena seção de linha de transmissão na extremidade da linha bifilar, um melhor resultado no casamento de impedância foi alcançado. Esta simulava um toco em paralelo com características capacitivas,

Tabela 6 – Diâmetros para cada dipolo do projeto da antena log-periódica com valores calculados e comerciais aproximados.

Diâmetros Elementos	Valor (cm)	
	Calculado	Comerciais aproximados
1	0,54	0,95
2	0,67	0,95
3	0,78	0,95
4	0,91	0,95
5	1,06	0,95
6	1,23	1,27
7	1,43	1,58
8	1,66	1,58
9	1,93	1,90
10	2,24	2,22
11	2,59	2,54
12	3,00	2,54
13	3,47	2,54

Fonte: Autoria própria.

Figura 38 – Antena log-periódica com polarização simples e linha bifilar cilíndrica, utilizando 3 apoios de PLA.



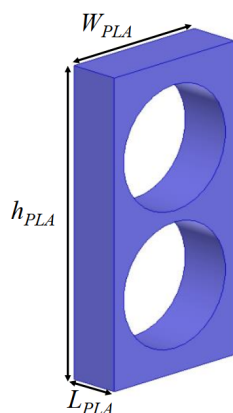
Fonte: Autoria própria.

Tabela 7 – Dimensões para os apoios de PLA aplicados ao irradiador com linha bifilar cilíndrica.

Dimensão	Valor (cm)
W_{PLA}	5
h_{PLA}	5,3
l_{PLA}	1

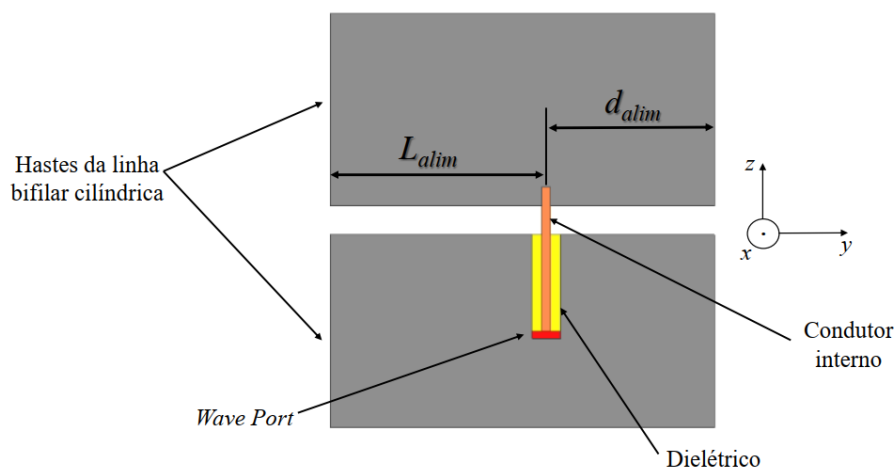
Fonte: Autoria própria.

Figura 39 – Modelo e dimensões do apoio de PLA utilizado no irradiador com linha bifilar cilíndrica.



Fonte: Autoria própria.

Figura 40 – Vista transversal da estrutura alimentada através da utilização de um cabo coaxial modelo DLC 58 de 50 Ω , posicionado a 2,25 cm da borda do irradiador.



Fonte: Autoria própria.

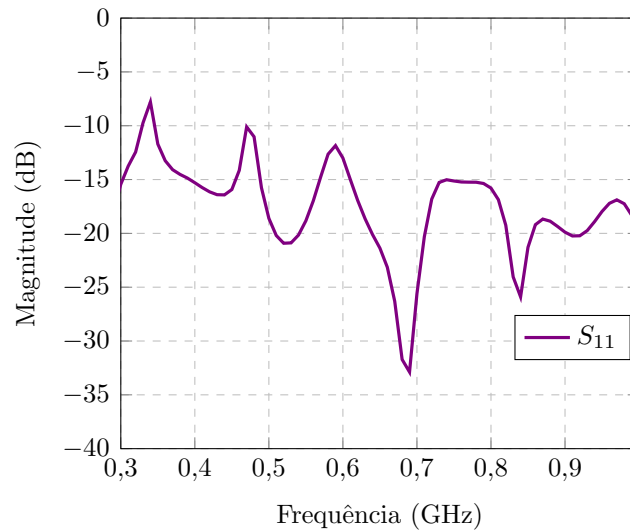
induzindo a curva do parâmetro S_{11} a migrar para o centro da carta de Smith.

A Figura 40, mostra um corte contendo a vista transversal da estrutura. O melhor valor observado, para a seção da linha de transmissão adicionada, foi de 2,25 cm. Com isso, L_{alim} equivale a 2,5 cm e d_{alim} corresponde a 4,15 cm.

Nas Figuras 41 a 43, são mostrados os resultados obtidos após todas as análises realizadas. Examinando a curva da Figura 41, observa-se apenas um ponto acima de -10 dB, porém, dada toda a adequação de valores e inclusão dos apoios de PLA, considera-se um ótimo resultado obtido.

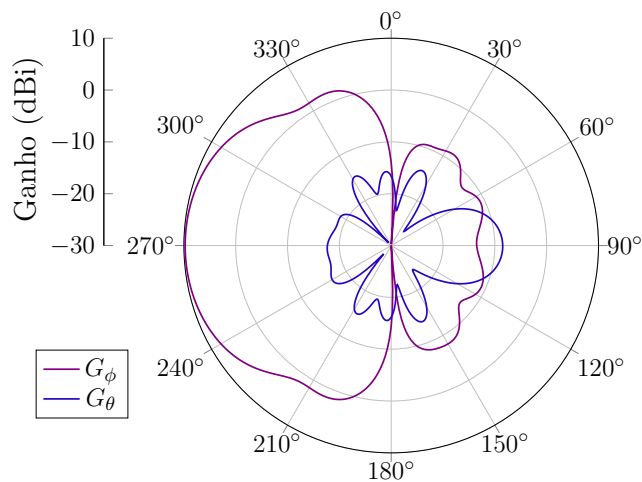
As Figuras 42 e 43, expressam os diagramas de irradiação para os ganhos ϕ e θ , para $\phi = 90^\circ$ e $\theta = 90^\circ$, respectivamente, apontando um ganho de aproximadamente 9,75 dBi.

Figura 41 – Parâmetro de espalhamento S_{11} da estrutura com a alimentação posicionada a 2,25 cm da borda da antena.



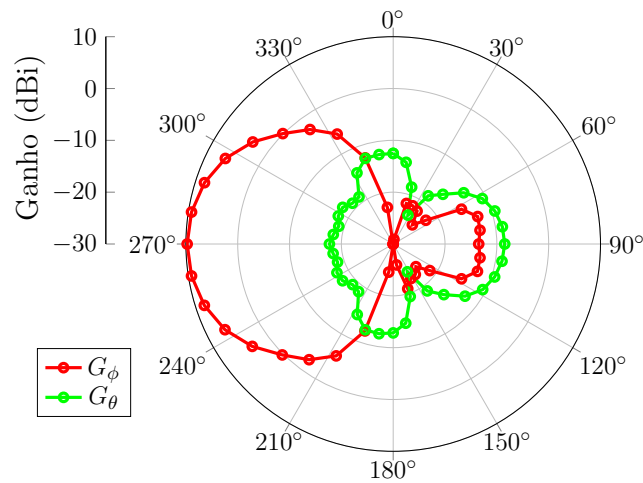
Fonte: Autoria própria.

Figura 42 – Diagrama de irradiação do ganho para $\phi = 90^\circ$ do modelo alimentado por um cabo coaxial modelo DLC 58 de 50Ω na frequência de 650 MHz, com a alimentação posicionada a 2,25 cm da borda da antena.



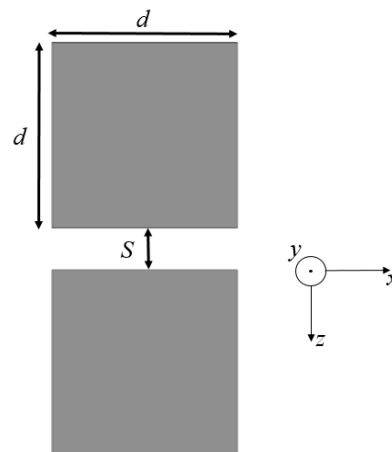
Fonte: Autoria própria.

Figura 43 – Diagrama de irradiação do ganho para $\theta = 90^\circ$ do modelo alimentado por um cabo coaxial modelo DLC 58 de 50Ω na frequência de 650 MHz, com a alimentação posicionada a 2,25 cm da borda da antena.



Fonte: Autoria própria.

Figura 44 – Vista frontal da linha bifilar quadrada.



Fonte: Autoria própria.

Prevendo a construção do protótipo desta antena, outra dificuldade foi prognosticada: a fixação do conector à haste da linha bifilar cilíndrica. Pensando nisso, optou-se por utilizar uma linha bifilar com condutores de seção quadrada.

Inicialmente, simulou-se somente a estrutura da linha bifilar quadrada, ajustando as dimensões para que fosse possível atingir uma impedância característica de 50Ω . Na figura 44, é possível ver a vista frontal da estrutura da linha bifilar quadrada e suas dimensões: espaçamento $S = 0,7 \text{ cm}$ e lado $d = 3 \text{ cm}$. Resultando em uma impedância característica de aproximadamente $50,5 \Omega$.

Adaptou-se, também, os três apoios de PLA, para comportarem a nova estrutura. Ao colocar os apoios e a linha bifilar quadrada na estrutura da antena com diâmetros

Tabela 8 – Materiais e dimensões do conector SMA painel fêmea com base quadrada.

Descrição	Material	Diâmetro (mm)
Condutor interno	Cobre	1,2
Dielétrico	Teflon	4,5

Fonte: Autoria própria.

Tabela 9 – Dimensões para os apoios de PLA aplicados ao irradiador com linha bifilar quadrada.

Dimensão	Valor (cm)
W_{PLA}	5
h_{PLA}	5,7
l_{PLA}	1
W_{borda}	0,91
S	0,98

Fonte: Autoria própria.

comerciais, ocasionou resultados levemente divergentes dos anteriores.

Mantendo o mesmo ponto de alimentação ($L_{alim} = 2,25$ cm), fez-se uma análise diferente: alterou-se a impedância característica da linha bifilar, para que se observasse, possivelmente, uma mudança no casamento de impedância. Não há um detalhamento sobre as incógnitas encontradas ao longo do projeto em nenhuma literatura disponível.

Adequou-se a dimensão do tubo quadrado da linha bifilar para o valor comercial mais próximo, correspondente a $d = 3,175$ cm, e testaram-se algumas impedâncias características, através da alteração do espaçamento S . O melhor resultado observado foi obtido utilizando-se uma linha bifilar quadrada projetada para 60Ω , resultando em um espaçamento entre as hastes de $S = 0,98$ cm.

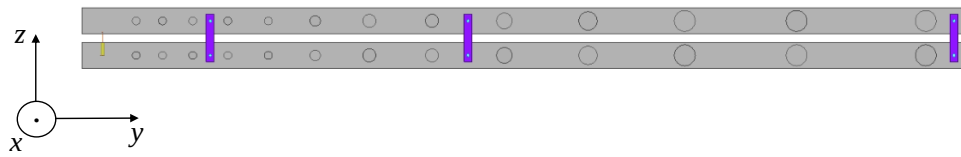
Pensando, novamente, na construção da antena, incluiu-se à simulação os parafusos para fixação dos apoios de PLA, escolhidos como sendo modelo M3; ou seja, com diâmetro igual a 3 mm. Trocou-se o cabo coaxial DLC 58, utilizado para alimentação, por um conector do tipo SMA painel fêmea com base quadrada.

As dimensões do conector foram medidas através da utilização de um paquímetro. Na Tabela 8, pode-se observar a listagem dos materiais e dimensões que compõem o conector. A Figura 45 mostra expressa o modelo eletromagnético final simulado do irradiador.

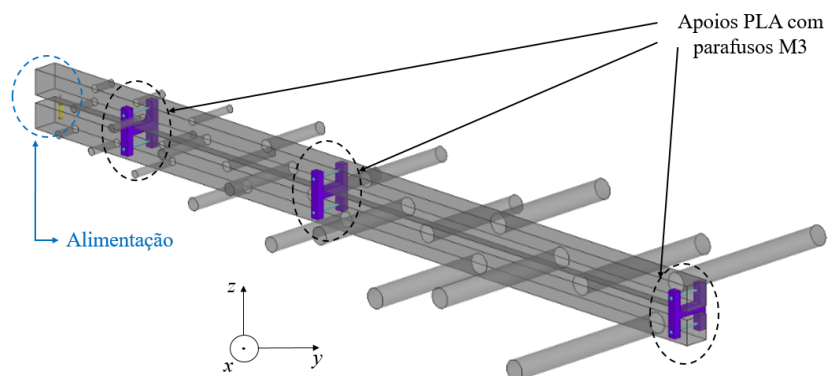
Na Tabela 9, observam-se as dimensões do apoio de PLA, com os parafusos modelo M3 inclusos, utilizados para sustentação da estrutura. Estes estão melhor exemplificados na Figura 46.

Por fim, os resultados obtidos estão percorridos através das Figuras 47 a 49. Nas Figuras 48 e 49, são apresentados os diagramas de irradiação para os ganhos ϕ e θ , para $\phi = 90^\circ$ e $\theta = 90^\circ$, respectivamente. O ganho resultante equivale a 9,83 dBi.

Figura 45 – Modelo eletromagnético final com três apoios de PLA, parafusos modelo M3 e alimentação localizada a 2,25 cm da borda do irradiador: a) Vista lateral; b) Vista tridimensional.



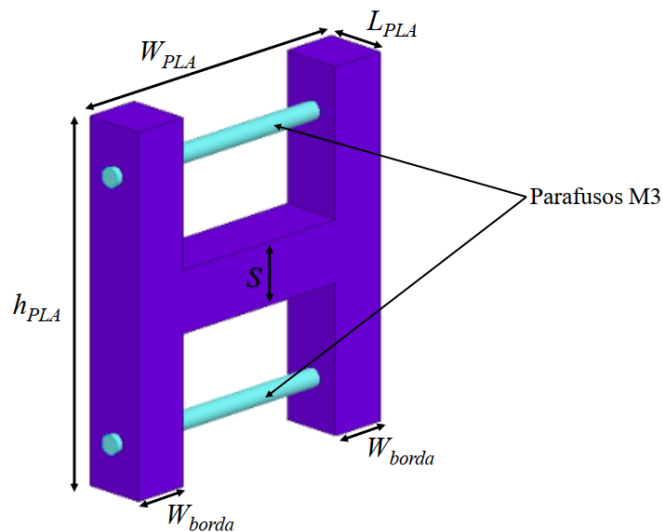
(a)



(b)

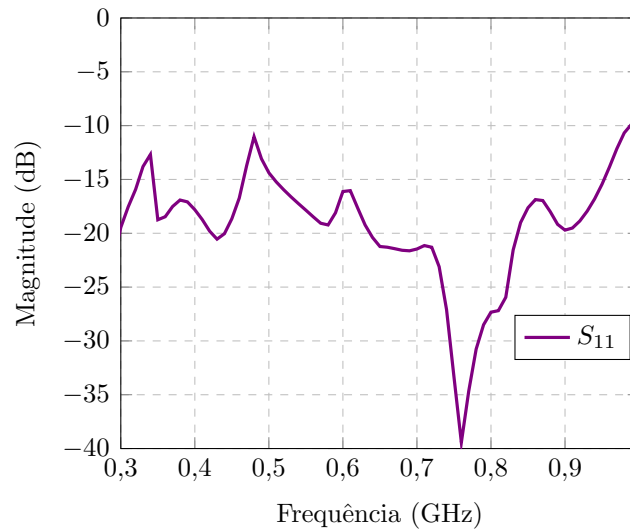
Fonte: Autoria própria.

Figura 46 – Modelo e dimensões do apoios de PLA utilizado para antena com linha bifilar quadrada, com parafusos modelo M3.



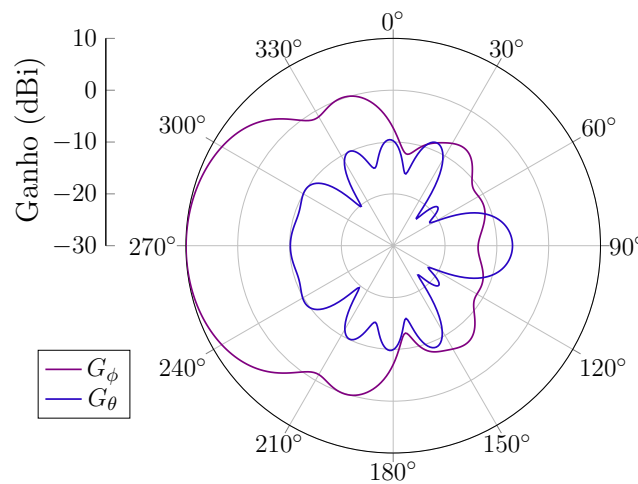
Fonte: Autoria própria.

Figura 47 – Parâmetro de espalhamento S_{11} do modelo eletromagnético final do irradiador com polarização simples.



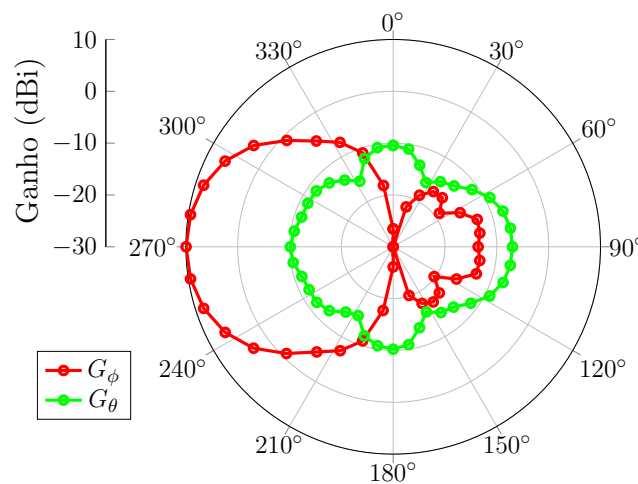
Fonte: Autoria própria.

Figura 48 – Diagrama de irradiação do ganho para $\phi = 90^\circ$ do modelo eletromagnético final do irradiador com polarização simples na frequência de 650 MHz.



Fonte: Autoria própria.

Figura 49 – Diagrama de irradiação do ganho para $\theta = 90^\circ$ do modelo eletromagnético final do irradiador com polarização simples na frequência de 650 MHz.



Fonte: Autoria própria.

4 ANTENA COM DUPLA POLARIZAÇÃO LINEAR

Neste capítulo, será dissertado sobre a elaboração do modelo eletromagnético da antena com dupla polarização linear. Realizar-se-á um detalhamento sobre as análises paramétricas efetuadas na estrutura e os resultados dessas simulações, utilizando como base o *software Ansys HFSS*. Será apresentada uma descrição do processo da inclusão da defasagem de 90° , para que o irradiador torne-se circularmente polarizado. Serão apresentadas as verificações dos resultados procedentes destas simulações, com o objetivo de mostrar respostas satisfatórias para a estrutura projetada.

4.1 MODELO ELETROMAGNÉTICO DO IRRADIADOR

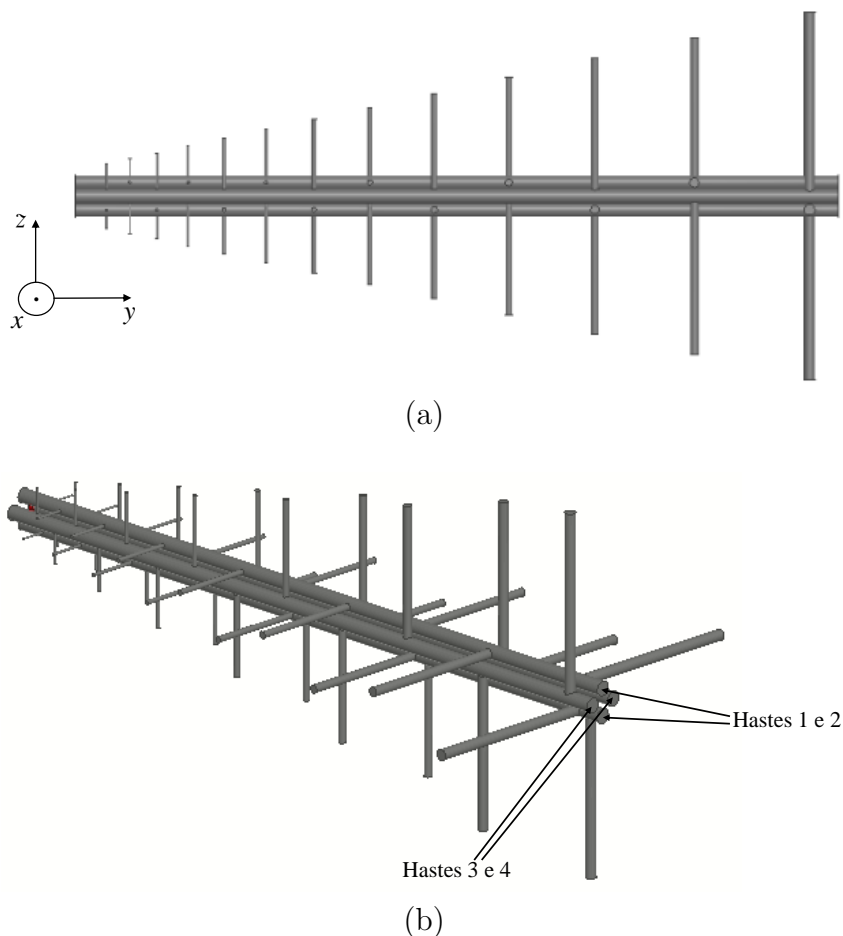
Para realizar a montagem do modelo eletromagnético da antena com dupla polarização linear, foi preciso duplicar o protótipo observado na Figura 38, sem os apoios de PLA, e rotacionar um dos irradiadores em 90° em torno do seu eixo (eixo y). Utilizou-se o comando *rotate* no *software HFSS* para essa operação. Ao realizar este procedimento, notou-se que, com o espaçamento da linha bifilar utilizado para a estrutura descrita no Capítulo 3 ($S = 2,76$ cm), ocorria uma intersecção entre as quatro hastes resultantes e entre estas e os maiores elementos dipolos. Para resolver esse problema, precisou-se recalcular o espaçamento da linha bifilar e os diâmetros dos elementos, utilizando as fórmulas descritas pelas Equações (2.13) e (2.14). Notou-se que seria necessário aumentar o espaçamento entre as linhas bifilares e, para toda análise realizada, utilizaram-se valores arbitrários escolhidos para o espaçamento. Foram testados alguns valores para esta variável com o emprego do *HFSS*, chegando-se a um valor que evitasse a sobreposição entre os elementos.

De mesmo modo, foram realizadas as mesmas análises para os diâmetros dos condutores das linhas bifilares e dos dipolos. Ao se diminuírem os diâmetros, a intersecção pôde ser eliminada.

Em meio a todas estas verificações realizadas, observou-se que, ao estipular valores para o espaçamento (S), diâmetro dos condutores (d) da linha bifilar e diâmetro do maior elemento dipolo (d_{13}), as incógnitas das Equações (2.13) e (2.14), eram as impedâncias de entrada dos elementos (Z_a) e a impedância característica da linha bifilar (Z_0), respectivamente. Com isso, procurou-se escolher valores para os parâmetros S , d e d_{13} que resultassem em impedâncias com $Z_a \approx Z_0$, para minimizar os possíveis efeitos no casamento de impedância desta estrutura.

Após uma longa análise matemática referente aos valores de Z_a e Z_0 , chegou-se a um valor de Z_a próximo a Z_0 , para o qual não ocorre nenhuma intersecção na estrutura do irradiador. Porém, o valor obtido foi muito superior à impedância de referência utilizada até então. Os valores escolhidos para as variáveis foram $S = 3,7$ cm, $d = 2$ cm e $d_{13} = 1,5$ cm, que resultaram em $Z_a \approx 150 \Omega$. Adotou-se o valor do diâmetro do maior elemento ligeiramente menor que o diâmetro dos condutores da linha bifilar, justamente para evitar a sobreposição dos últimos dipolos com as hastes da alimentação. Na Tabela 10, pode-se visualizar os

Figura 50 – Modelo eletromagnético projetado do irradiador com dupla polarização linear: a) Vista Lateral; b) Vista tridimensional.



Fonte: Autoria própria.

demaís valores dos parâmetros construtivos da antena. O modelo eletromagnético da antena com dupla polarização encontra-se mostrado na Figura 50.

Para alimentar o irradiador, utilizou-se, primeiramente, portas de excitação do tipo *lumped port*, para sintetizar conectores de 50Ω . Ambas as portas 1 e 2 contêm as mesmas dimensões e são ortogonais entre si.

A Figura 51, ilustra melhor este processo, onde as dimensões de comprimento e altura das portas 1 e 2 são $L_{P1} = L_{P2} = 0,5 \text{ cm}$ e $h_{P1} = h_{P2} = 1,7 \text{ cm}$. A distância da borda até a alimentação, denominada L_{alim} , equivale a 1 cm e a distância em que as portas se encontram do primeiro dipolo corresponde a $d_{alim} = 3,4 \text{ cm}$.

Para inserir a defasagem de 90° no irradiador com dupla polarização linear e torná-lo circularmente polarizado, editaram-se as fontes de excitação no próprio *HFSS*, pondo-as com amplitudes iguais a 1 W e deixando a porta 1 com fase 0° e a porta 2 com fase 90° . Dessa forma, conseguiu-se sintetizar a função que um acoplador híbrido de 90° desempenharia de forma realista, possibilitando-se obter, a partir do modelo da antena com dupla polarização linear, um irradiador circularmente polarizado.

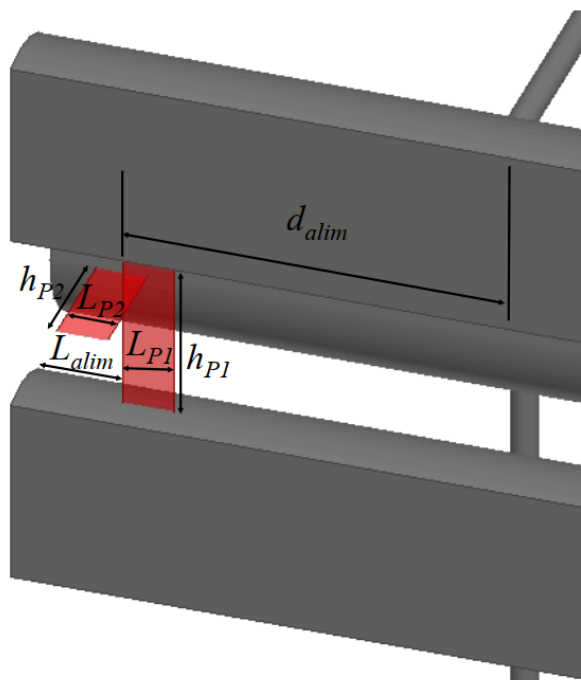
Após realizada a simulação, obteve-se o resultado apresentado na Figura 52, onde

Tabela 10 – Dimensões calculadas para os comprimentos de cada dipolo do projeto da antena log-periódica utilizando $Z_a = Z_0 \approx 150 \Omega$.

Nº Elementos	Valor (cm)		
	d_n	l_n	R_n
1	0,27	8,75	20,32
2	0,31	10,12	23,50
3	0,35	11,70	27,17
4	0,41	13,53	31,42
5	0,47	15,65	36,33
6	0,54	18,10	42,01
7	0,63	20,93	48,57
8	0,73	24,20	56,16
9	0,84	27,98	64,93
10	0,97	32,35	75,07
11	1,12	37,41	86,79
12	1,30	43,25	100,34
13	1,50	50,00	116,00

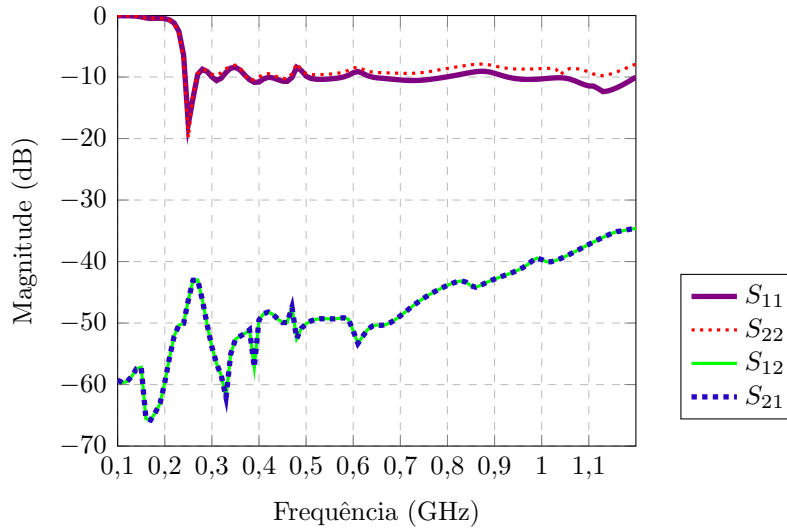
Fonte: Autoria própria.

Figura 51 – Corte contendo a vista lateral da estrutura alimentada através da utilização de *lumped port* com impedância $Z_a = Z_0 \approx 150 \Omega$.



Fonte: Autoria própria.

Figura 52 – Parâmetros de espalhamento do modelo eletromagnético com dupla polarização linear utilizando *lumped ports* configuradas com impedâncias iguais a 50Ω para $Z_a = Z_0 \approx 150 \Omega$.



Fonte: Autoria própria.

estão demonstrados os parâmetros S da estrutura para as portas 1 e 2. As curvas S_{11} e S_{22} são os parâmetros de reflexão da antena, enquanto que os parâmetros S_{12} e S_{21} representam a transmissão entre as portas. No presente caso, verifica-se elevada isolação entre as portas do irradiador.

Notaram-se concordâncias nas respostas obtidas através da utilização de *lumped ports*, tal como nas análises realizadas para a antena com polarização simples. Posteriormente, incluíram-se à estrutura conectores SMA de 50Ω , mantendo-se as mesmas dimensões do irradiador descritas no texto acima e listadas na Tabela 10. As dimensões do conector SMA são mostradas na Tabela 8.

A Figura 53 mostra um corte da estrutura no local da excitação da antena. A distância d_{alim} equivale a 2,4 cm e $L_{alim} = 3$ cm. As portas 1 e 2 indicadas na imagem são do tipo *wave port*.

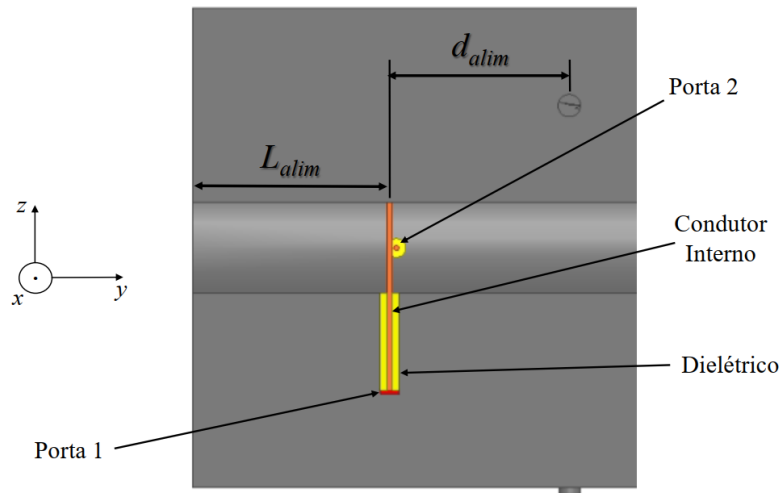
Na Figura 54, são apresentadas as curvas do parâmetro S desta estrutura.

4.2 GEOMETRIA COM ELEMENTOS DESLOCADOS

Após inúmeras análises paramétricas realizadas na estrutura sem um efetivo êxito, migrou-se para uma nova abordagem. Com o objetivo de diminuir o espaçamento entre as hastes bifilares, tentou-se encontrar valores menores de impedâncias Z_a e Z_0 . Dois valores próximos foram testados $Z_a = Z_0 \approx 128 \Omega$ e $Z_a = Z_0 \approx 111 \Omega$. Em uma rápida análise, escolheu-se o valor de 111Ω , pois mais se aproxima da impedância característica utilizada na alimentação (50Ω), podendo contribuir para um melhor casamento de impedância.

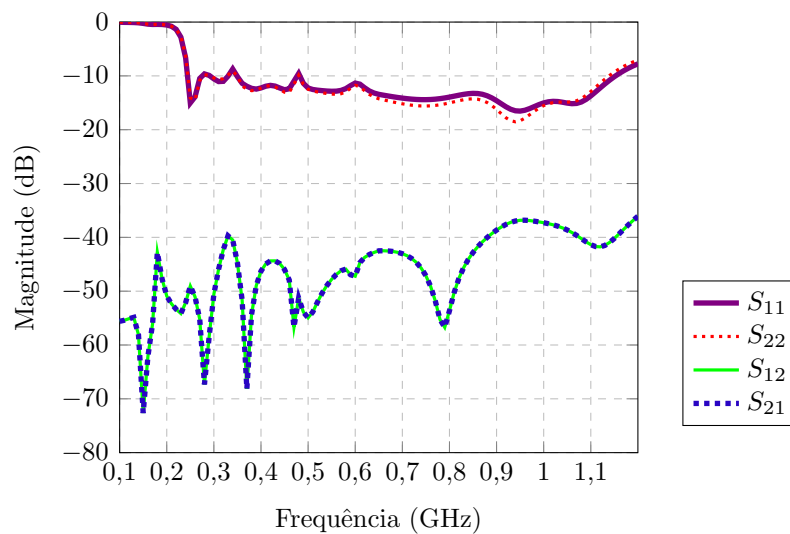
Na Tabela 11, são mostrados os valores dos diâmetros dos dipolos da antena com impedâncias $Z_a = Z_0 \approx 111 \Omega$. Para o espaçamento S , foi utilizado um valor de 4,4 cm e o

Figura 53 – Corte contendo a vista lateral da estrutura alimentada através da utilização de conectores SMA de 50 Ω com impedância $Z_a = Z_0 \approx 150 \Omega$.



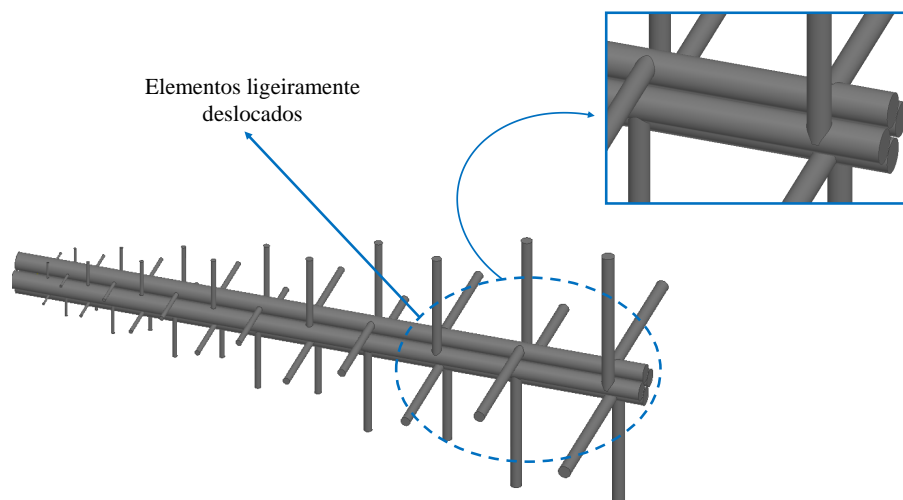
Fonte: Autoria própria.

Figura 54 – Parâmetros de espalhamento do modelo eletromagnético com dupla polarização linear utilizando conectores SMA de 50 Ω e impedância $Z_a = Z_0 \approx 150 \Omega$.



Fonte: Autoria própria.

Figura 55 – Antena log-periódica com dupla polarização linear e elementos deslocados.



Fonte: Autoria própria.

diâmetro d equivalente a 3 cm. Para as distâncias R_n e comprimentos l_n , foram mantidos os mesmos valores.

Em conjunto com a análise da redução das impedâncias Z_a e Z_0 , deslocaram-se os quatro últimos pares dos maiores dipolos para a extremidade externa das linhas bifilares, assim como mostrado na Figura 55. Fez-se isso com o objetivo de evitar intersecções indesejadas na estrutura do irradiador e ter maior liberdade para os diâmetros dos elementos.

Para a alimentação, avaliaram-se os resultados provenientes da alteração da posição dos conectores e do comprimento da seção de linha de transmissão que sintetiza um toco em paralelo na estrutura. Para os resultados coletados, os valores da borda da antena até o local da alimentação e desta até o primeiro par de elementos dipolos, foram $L_{alim} = 3,1$ cm e $d_{alim} = 2,6$ cm, respectivamente.

A Figura 56 mostra as curvas do parâmetro S desta estrutura. Ao observar esta imagem, nota-se que não há um bom resultado em relação ao casamento de impedância, mesmo após inúmeras análises realizadas. A estratégia de deslocar os elementos foi válida, porém não resultou ser satisfatória.

4.3 OTIMIZAÇÃO DO PONTO DE ALIMENTAÇÃO

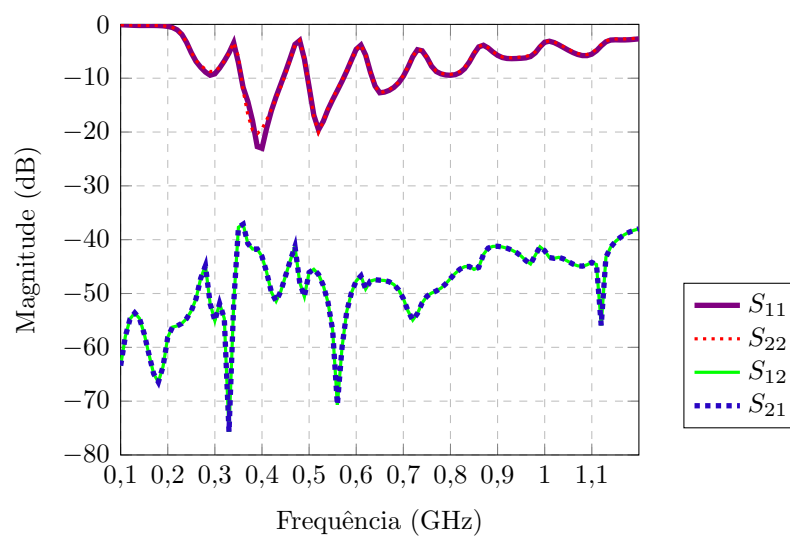
Posteriormente, após realizar inúmeras análises e não se obter o efeito esperado em relação ao casamento de impedância da antena, considerou-se voltar ao modelo com elementos alinhados. Para isso, necessitaram-se de novas compensações para os valores das impedâncias Z_a e Z_0 , pois, utilizando o valor de $Z_a = Z_0 \approx 111 \Omega$ para a estrutura com elementos dipolos alinhados, novamente originavam-se as indesejadas sobreposições dos materiais (dipolos e hastes da linha bifilar).

Tabela 11 – Diâmetros calculados para cada par de dipolo utilizando $Z_a = Z_0 \approx 111 \Omega$.

Nº Elementos	Valor (cm)
	d_n
1	0,35
2	0,41
3	0,48
4	0,56
5	0,65
6	0,75
7	0,86
8	1,00
9	1,16
10	1,35
11	1,57
12	1,82
13	2,10

Fonte: Autoria própria.

Figura 56 – Parâmetros de espalhamento do modelo eletromagnético com dupla polarização linear utilizando conectores SMA de 50Ω e impedância $Z_a = Z_0 \approx 111 \Omega$.



Fonte: Autoria própria.

Tabela 12 – Diâmetros calculados para cada par de dipolo utilizando $Z_a = Z_0 \approx 128 \Omega$.

Nº Elementos	Valor (cm)
	d_n
1	0,34
2	0,39
3	0,45
4	0,52
5	0,60
6	0,69
7	0,80
8	0,92
9	1,06
10	1,22
11	1,42
12	1,64
13	1,90

Fonte: Autoria própria.

Realizando uma nova investigação para valores de impedância Z_a e Z_0 próximos, chegou-se a um resultado em torno de 128Ω . Os valores arbitrários para tal resultado de impedância foram $S = 4,9$ cm, $d = 3$ cm e $d_{13} = 1,9$ cm. Executando as compensações para os diâmetros dos demais dipolos, resultaram nos valores expressos na Tabela 12.

Após serem implementadas as devidas alterações dos novos valores calculados e descritos anteriormente à estrutura eletromagnética do irradiador, passou-se a realizar uma série de análises paramétricas na mesma. Modificaram-se inúmeras vezes a posição dos conectores SMA e do comprimento da seção de LT que antecede a alimentação, onde os melhores resultados coletados foram provenientes de uma distância dos conectores ao primeiro par de dipolos de $6,8$ cm e $L_{alim} = 2,65$ cm.

A Figura 57, expressa os parâmetros S da estrutura final simulada.

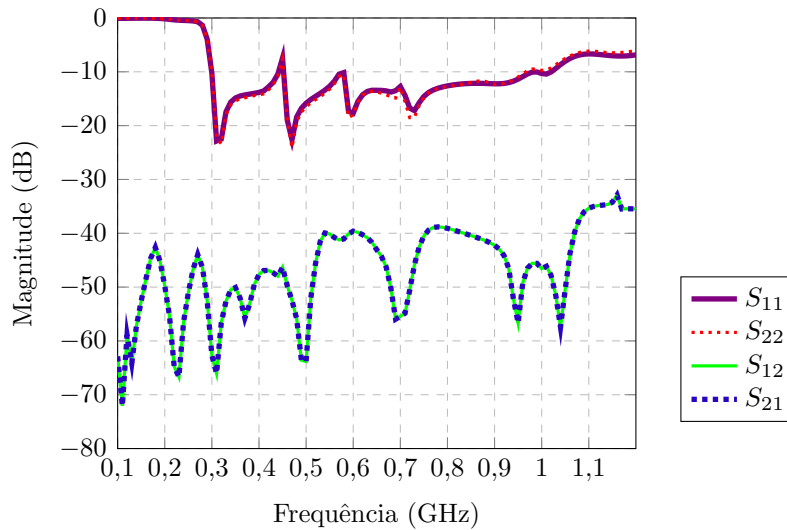
4.3.1 OPERAÇÃO COM POLARIZAÇÃO LINEAR

Conforme já mencionado no início deste capítulo, a antena em questão apresenta grande versatilidade, podendo operar com polarização linear (horizontal, vertical ou inclinada) ou circular (à direita ou à esquerda). Nesta seção, o primeiro desses dois casos será abordado.

Pode-se obter polarização linear excitando-se apenas uma das portas ou ambas com a mesma fase. Neste último caso, a inclinação do campo elétrico pode ser controlada a partir do ajuste das amplitudes das excitações em cada porta. Entretanto, para simplificar a exposição das características da antena, considerar-se-ão apenas os casos em que uma porta é excitada por vez.

Os diagramas de ganho a seguir foram calculados para as frequências 300 MHz,

Figura 57 – Parâmetros de espalhamento S do modelo eletromagnético com dupla polarização simples utilizando conectores SMA de 50Ω e impedância $Z_a = Z_0 \approx 111 \Omega$.



Fonte: Autoria própria.

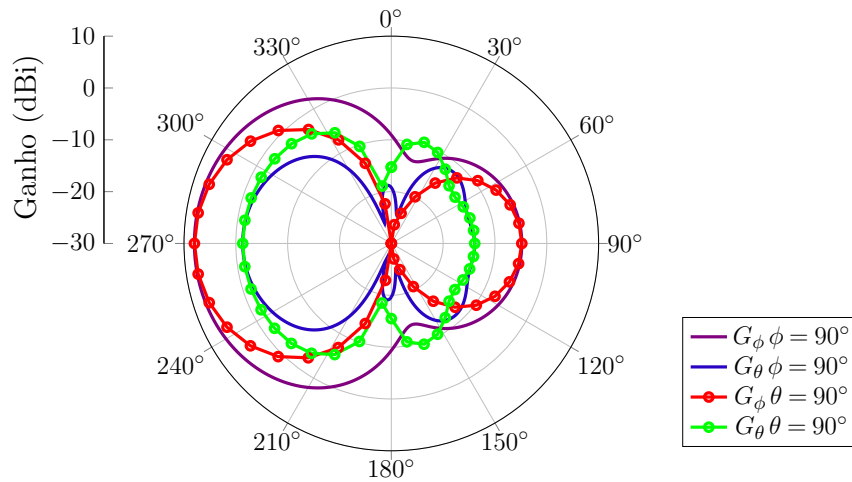
650 MHz e 1 GHz, que correspondem, respectivamente, às frequências inferior, central e superior da faixa de operação da antena. Nas Figuras 58 e 59, os diagramas de ganho para 300 MHz são apresentados para os casos em que apenas a porta 1 ou 2 é excitada, respectivamente. Para 650 MHz, os diagramas resultantes são mostrados nas Figuras 60 e 61, novamente excitando-se apenas uma das portas por vez: porta 1 para a primeira e porta 2 para a segunda. Finalmente, nesta mesma sequência de escolha da condição de excitação, os diagramas de ganho em 1 GHz encontram-se apresentados nas Figuras 62 e 63. Comparando-se os diagramas em cada frequência mostrada, verifica-se a alternância entre as polarizações cruzadas e principal: G_ϕ representa a polarização principal no plano $\phi = 90^\circ$ para excitação da porta 1, enquanto que, neste mesmo plano sob alimentação pela porta 2, a polarização principal passa a ser representada por G_θ . Já para o plano $\theta = 90^\circ$, ocorre o inverso: G_θ representa a polarização principal, quando a antena for excitada somente pela porta 1, enquanto que G_ϕ passa a representar a polarização principal, quando somente a porta 2 for alimentada.

Outra observação importante referente aos diagramas apresentados é a alta isolamento entre as polarizações principal e cruzada na direção de máxima irradiação $(\theta, \phi) = (90^\circ, 90^\circ)$. Em 300 MHz, há apenas 9,33 dB de diferença entre essas componentes, enquanto que, para 650 MHz e 1 GHz, esta isolamento é elevada para aproximadamente 20 dB. Resultando em ganhos para as frequências 300 MHz, 650 MHz e 1 GHz, de aproximadamente 9 dBi, 10 dBi e 9 dBi, respectivamente.

4.3.2 OPERAÇÃO COM POLARIZAÇÃO CIRCULAR

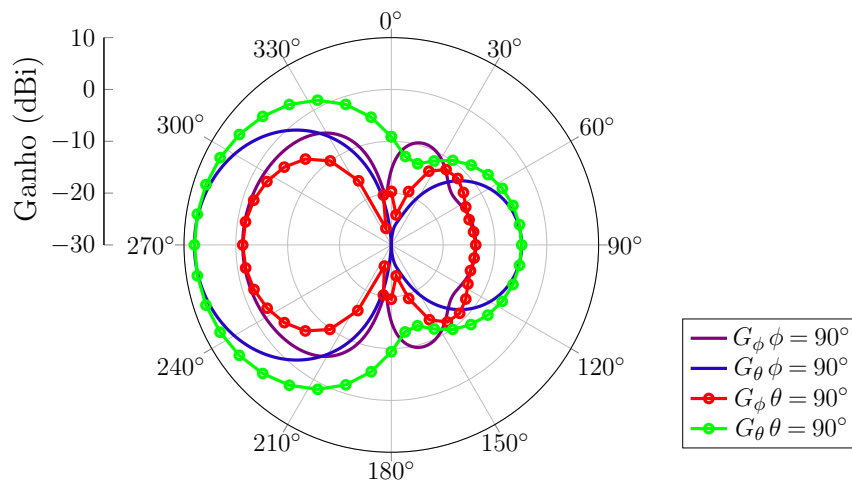
A antena descrita nesse capítulo permite a operação com polarização circular, desde que ambas as portas 1 e 2 sejam excitadas com sinais de mesma magnitude e

Figura 58 – Diagrama de ganho para a porta 1 do modelo eletromagnético final da antena com dupla polarização linear em 300 MHz.



Fonte: Autoria própria.

Figura 59 – Diagrama de ganho ϕ e θ para a porta 2 do modelo eletromagnético final da antena com dupla polarização linear em 300 MHz.

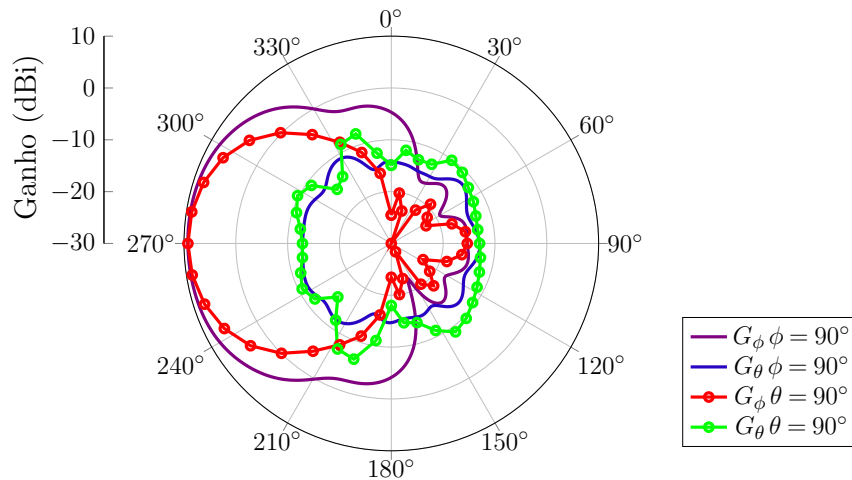


Fonte: Autoria própria.

defasagem de $\pm 90^\circ$, sendo que o sinal da defasagem define o sentido de giro do campo elétrico: à direita (RHCP) ou à esquerda (LHCP). Na prática, tal condição pode ser obtida com o emprego de um acoplador híbrido de 90° .

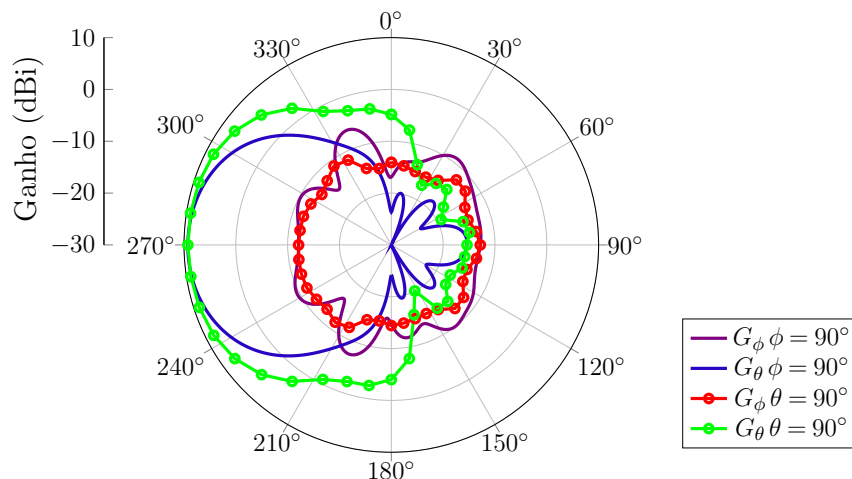
Para demonstrar a possibilidade descrita acima, as portas 1 e 2 foram excitadas com potências iguais e fases de 0° e 90° , respectivamente. Os diagramas resultantes são mostrados nas Figuras 64 a 66 para 300 MHz, 650 MHz e 1 GHz, respectivamente. Verifica-se que há uma excelente isolamento entre as polarizações na direção de máxima irradiação, característica altamente desejável para emprego deste irradiador na composição de *setups* de medida de antenas circularmente polarizadas operando na faixa de UHF. Os ganhos obtidos para as frequências 300 MHz, 650 MHz e 1 GHz, foram de aproximadamente 9 dBi, 9 dBi e 7 dBi, respectivamente.

Figura 60 – Diagrama de ganho para a porta 1 do modelo eletromagnético final da antena com dupla polarização linear em 650 MHz.



Fonte: Autoria própria.

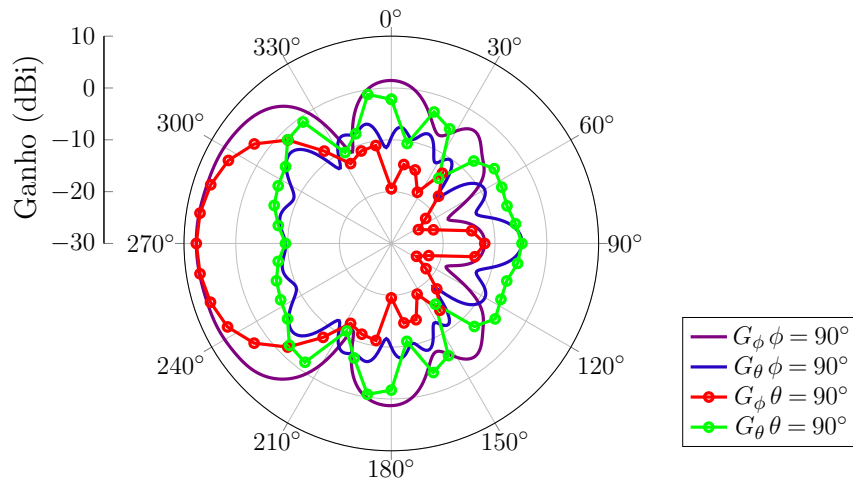
Figura 61 – Diagrama de ganho para a porta 2 do modelo eletromagnético final da antena com dupla polarização linear em 650 MHz.



Fonte: Autoria própria.

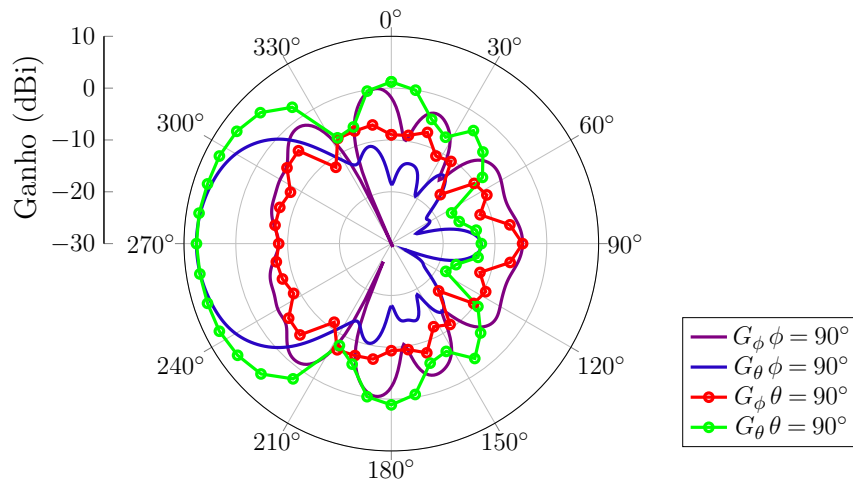
Nas Figuras 64 a 66, a componente RHCP aparece como polarização principal, devido à escolha de $+90^\circ$ para excitação da porta 2. A obtenção de LHCP como polarização principal pode ser obtida facilmente, escolhendo-se -90° para excitação dessa porta. Devido a simetria da antena, os formatos dos diagramas seriam os mesmos daqueles mostrados nas Figuras 64 a 66, trocando-se, apenas, LHCP por RHCP e RHCP por LHCP.

Figura 62 – Diagrama de ganho para a porta 1 do modelo eletromagnético final da antena com dupla polarização linear em 1 GHz.



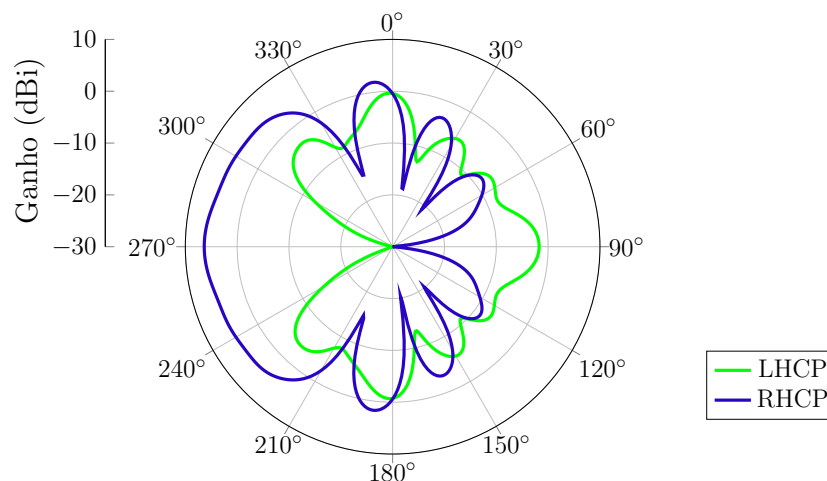
Fonte: Autoria própria.

Figura 63 – Diagrama de ganho para a porta 2 do modelo eletromagnético final da antena com dupla polarização linear em 1 GHz.



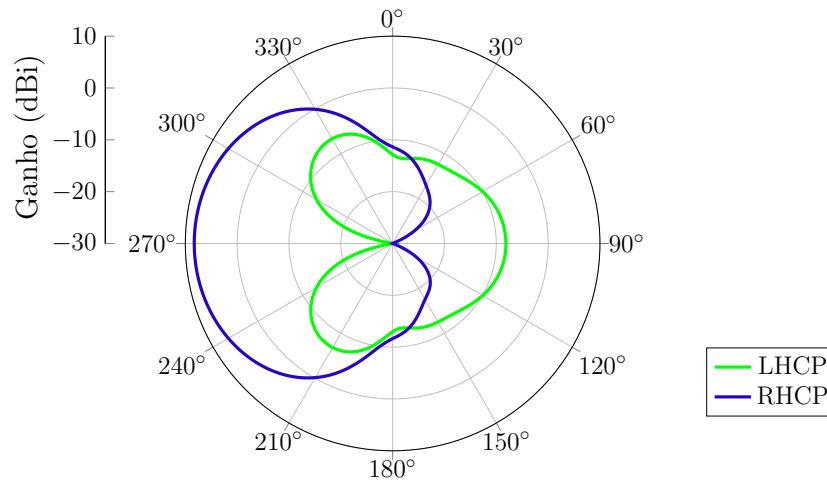
Fonte: Autoria própria.

Figura 66 – Diagrama de ganho para $\theta = 90^\circ$ RHCP e LHCP do modelo eletromagnético final da antena com dupla polarização linear em 1 GHz.



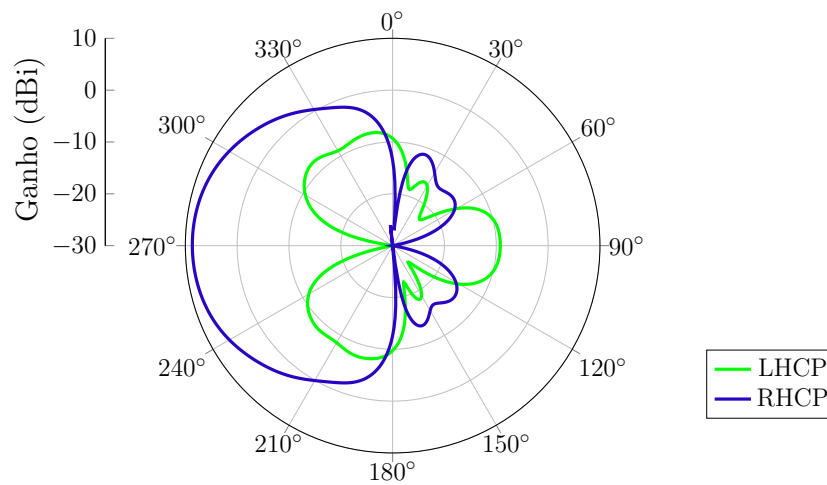
Fonte: Autoria própria.

Figura 64 – Diagrama de ganho para $\phi = 90^\circ$ RHCP e LHCP do modelo eletromagnético final da antena com dupla polarização linear em 300 MHz.



Fonte: Autoria própria.

Figura 65 – Diagrama de ganho para $\theta = 90^\circ$ RHCP e LHCP do modelo eletromagnético final da antena com dupla polarização linear em 650 MHz.



Fonte: Autoria própria.

5 VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL

Neste capítulo, será apresentado o processo de construção da antena com polarização linear, contendo o detalhamento da montagem até sua finalização, estando apta para realizar a validação experimental. Serão expostos os resultados comparativos do irradiador medido com o modelo simulado e apresentado na Figura 47.

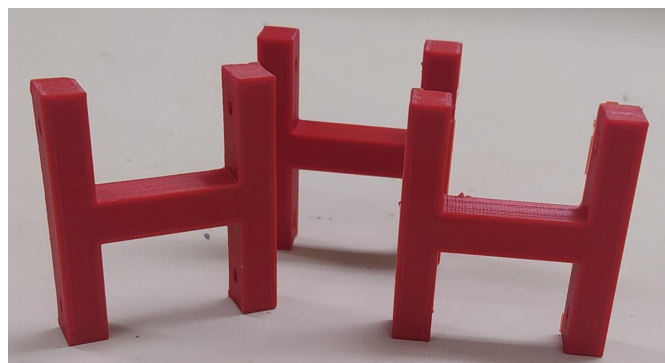
5.1 PROCESSO DE MONTAGEM DA ANTENA

Observando os resultados finais da antena linearmente polarizada, apresentados no Capítulo 3, notaram-se respostas satisfatórias em relação ao ganho e ao casamento de impedância. Estas respostas serviram como motivação para a construção e validação experimental da estrutura com LP.

A estrutura de apoio em PLA empregada para sustentação das hastes da linha bifilar foi elaborada no modelo eletromagnético do *HFSS* e encontra-se mostrada na Figura 46. As dimensões já foram apresentadas na Tabela 9 e, portanto, não serão repetidas neste capítulo. As peças foram produzidas com a impressora 3D disponível no LEMA e podem ser vistas na 67.

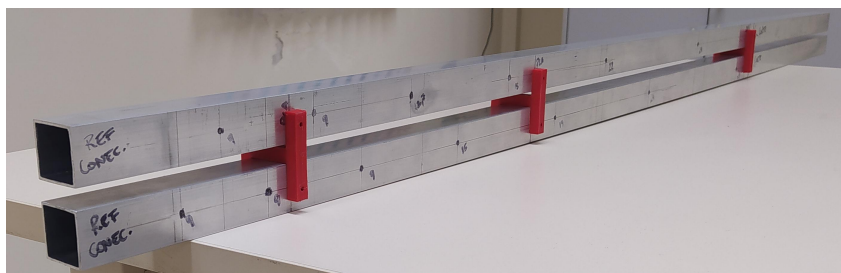
O passo seguinte para a montagem da antena foi a furação dos encaixes de cada elemento na linha bifilar com hastes de seção quadrada. Para isso, utilizaram-se uma furadeira convencional e uma de bancada, disponível no campus Alegrete da UNIPAMPA. Foram realizados furos com brocas de diâmetros gradativos, aumentando-os de modo a atingir o valor estipulado para cada par de dipolos. Como as brocas disponíveis não tinham os valores exatos dos diâmetros necessários, utilizou-se uma lima como ferramenta para desgastar o material excedente e, assim, aproximar-se dos valores desejados. Nas Figuras 68 e 69, são mostrados os resultados desse processo. Na Figura 68, apresenta-se a linha bifilar de seção quadrada, contendo as marcações prévias dos furos, marcados de acordo com os valores R_n calculados, conforme visto na Tabela 5. A Figura 69 a), apresenta o processo de furação das hastes da linha bifilar, realizado com furadeira de bancada. O

Figura 67 – Apoios de PLA fabricados em impressão 3D.



Fonte: Autoria própria.

Figura 68 – Linha bifilar quadrada contendo a marcação dos furos necessários para o encaixe dos elementos.



Fonte: Autoria própria.

Figura 69 – Processo de furação para o encaixe dos dipolos: a) Emprego da furadeira de bancada; b) Resultado final desta etapa de fabricação.



(a)



(b)

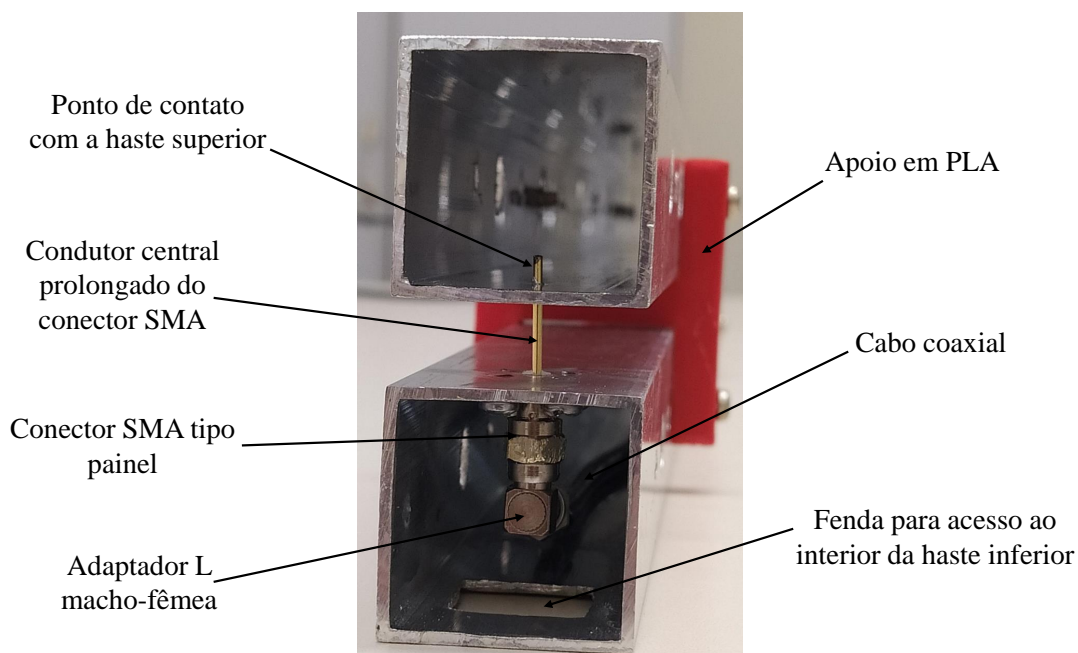
Fonte: Autoria própria.

resultado deste procedimento encontra-se mostrado na Figura 69 b).

Posteriormente, posicionou-se as três sustentações de PLA nos seus devidos lugares, assim como mostrado pela Figura 68, e realizou-se a fixação das mesmas. Foram utilizados quatro parafusos para cada um dos apoios.

Para incluir o conector SMA tipo painel à estrutura, demarcou-se o ponto exato em que a excitação estava localizada no modelo eletromagnético da antena, já citado no Capítulo 3, e fez-se um pequeno furo, com diâmetro próximo ao do condutor interno do conector SMA. Para introduzi-lo na antena, fora implementada uma pequena fenda na parte inferior de uma das hastes da linha bifilar, de modo a permitir acesso ao interior desta e possibilitar o manuseio das ferramentas utilizadas para a fixação. Através da Figura

Figura 70 – Vista da alimentação da antena LP mostrando o interior das hastes da linha bifilar.



Fonte: Autoria própria.

70, é possível visualizar o interior das hastes da linha bifilar, explicando este processo.

A Figura 70, apresenta a conexão do cabo coaxial DLC 58 com o conector, realizada através de um adaptador tipo L macho-fêmea. Para a fixação do cabo coaxial, colou-se este a uma das paredes internas da haste da linha bifilar e, para os locais onde tinham-se os dipolos de maiores diâmetros, desgastou-se uma pequena parcela de cada um dos dipolos, de modo a permitir a passagem do cabo sem danificá-lo.

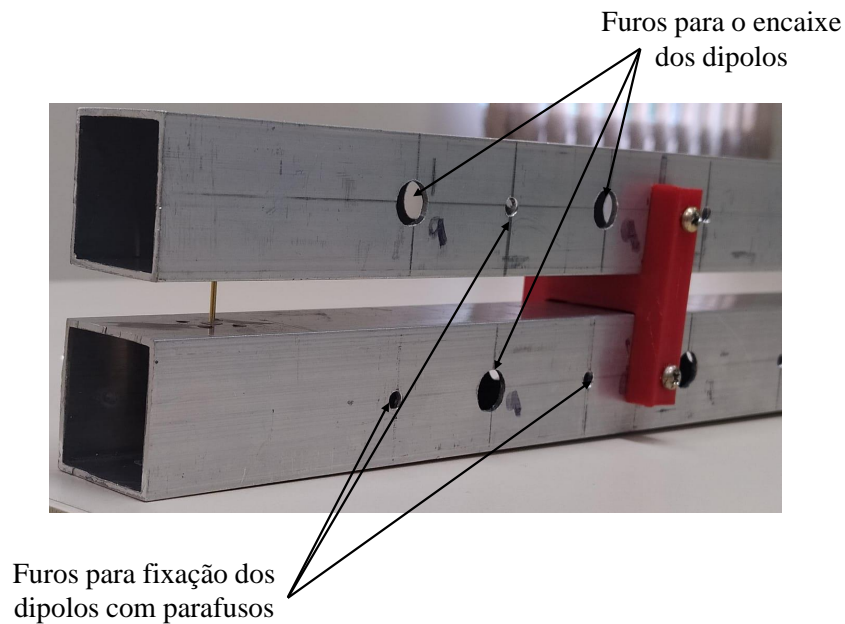
Os apoios de PLA foram posicionados nos seus devidos lugares e fixados. Para isso, foram utilizados quatro parafusos para cada apoio em PLA. Na Figura 71, é possível visualizar este processo.

Na Figura 71, observam-se furos de diferentes diâmetros. O menor furo, foi realizado para todos os elementos com o mesmo diâmetro e utilizado para fixá-los com parafuso.

Após fixados os apoios de PLA e a alimentação da antena, cortaram-se os tubos cilíndricos de alumínio de diferentes diâmetros nos tamanhos corretos para cada um dos pares de dipolos, seguindo os valores de l_n expostos na Tabela 5 e d_n comerciais apresentados na Tabela 6.

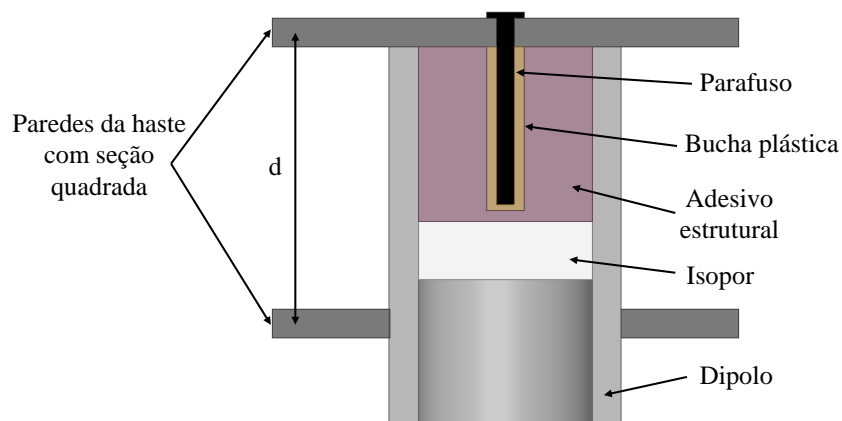
Para a inclusão dos pares de dipolos à estrutura do irradiador, utilizou-se uma estratégia de construção. Sendo os tubos cilíndricos ocos, fez-se uma barreira interna com um pequeno pedaço de isopor, posteriormente preencheu-se o interior do tubo com adesivo estrutural, usando como material Sikadur Epóxi. Por fim, alocou-se a bucha plástica para parafusos centralizada em cada um dos tubos. Fez-se isso para cada par de dipolos.

Figura 71 – Vista externa da antena LP mostrando o ponto de alimentação, a fixação do apoio em PLA e furos realizados em diferentes diâmetros.



Fonte: Autoria própria.

Figura 72 – Linha bifilar quadrada contendo a marcação dos furos necessários para o encaixe dos elementos.

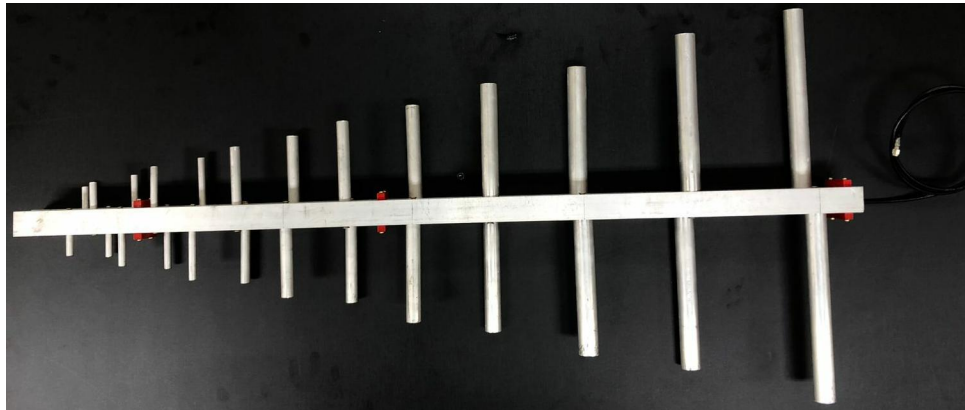


Fonte: Autoria própria.

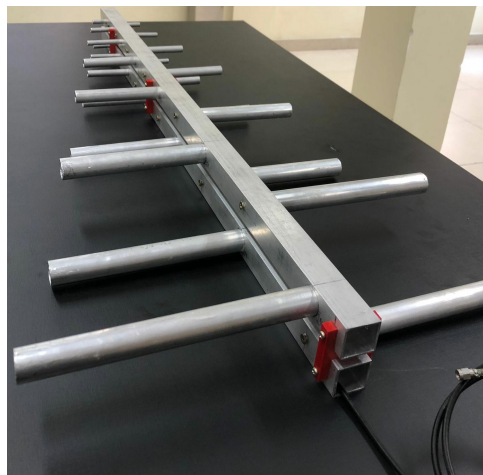
Utilizando-se esta estratégia, tornou-se a estrutura facilmente desmontável e concluiu-se o objetivo almejado para este trabalho, basta desparafusar os dipolos, possibilitando, assim, o transporte da antena. Com exceção da linha bifilar e dos apoios em PLA, pois fixou-se a alimentação para evitar danificá-la em eventuais transportes. Este processo pode ser melhor compreendido através da ilustração mostrada pela Figura 72.

Finalizada a secagem do adesivo estrutural, encaixou-se cada um dos pares de dipolos no seu devido lugar com parafusos. Para o ajuste fino dos comprimentos l_n de cada elemento, utilizou-se a lima para desgastar o material excedente e chegar no valor desejado.

Figura 73 – Vistas do irradiador linearmente polarizado finalizado: a) Vista lateral; b) Vista isométrica.



(a)



(b)

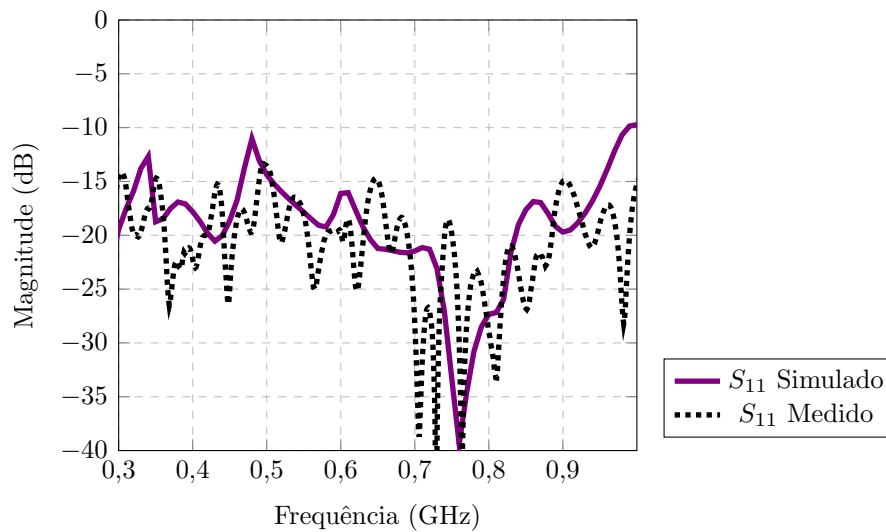
Fonte: Autoria própria.

Para ter controle deste processo, usufruiu-se de um esquadro, posicionando-o centro a centro dos elementos, de maneira a garantir o comportamento logarítmico da antena. Na Figura 73 a) e b), são mostradas as vistas lateral e isométrica da antena linearmente polarizada finalizada.

5.2 RESULTADOS MEDIDOS

Com a construção da antena finalizada, pôde-se montar o *setup* de medição. Posicionou-se a antena sobre um tripé em um ambiente semi-anecoico e utilizou-se o analisador de redes para medir o coeficiente de reflexão na entrada do cabo de alimentação. Na Figura 74, pode-se ver a comparação do parâmetro S_{11} medido e simulado do irradiador linearmente polarizado. A curva na cor violeta é o resultado da estrutura final simulada e a curva tracejada em preto o resultado medido da antena construída. Mesmo com as limitações do processo construtivo, a curva experimental apresenta valores de S_{11} abaixo de -15 dB na maior porção da banda de interesse. Desta forma, fica validada a estratégia de

Figura 74 – Parâmetro S_{11} do modelo eletromagnético final e do irradiador prototipado com polarização simples.



Fonte: Autoria própria.

projeto apresentada no Capítulo 3. As discrepâncias existente entre as curvas são devidas às imperfeições do processo construtivo adotado, particularmente na existência do cabo coaxial de alimentação e do adaptador L no protótipo. Ambos não foram incluídos no modelo eletromagnético, para reduzir o custo computacional e tornar viável a simulação da antena.

Finalmente, cabe destacar que a medida de diagrama de irradiação, que completaria a etapa de validação experimental, não foi realizada, justamente pela limitação (e principal motivação para a realização do presente trabalho) apresentada no Capítulo 1: não há, até o momento, outra antena disponível no LEMA que permitisse realizar tal medida em toda a faixa de projeto. Tal assunto será deixado como trabalho futuro, conforme será comentado no capítulo a seguir.

6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste trabalho, foram apresentados dois projetos de antenas log-periódicas: um com polarização linear e outro com polarização circular, ambos operando na faixa de 300 MHz a 1 GHz.

No Capítulo 3, desenvolveu-se o modelo eletromagnético do irradiador linearmente polarizado. As análises paramétricas realizadas na estrutura e respectivos resultados foram apresentados. A principal dificuldade encontrada neste processo foi a otimização do ponto de alimentação, pois tal aspecto não é amplamente abordado na literatura utilizada como base para desenvolver este projeto. De um modo geral, os autores relatam que o melhor posicionamento seria na extremidade da linha bifilar, porém, ao se aplicar isso ao modelo eletromagnético, resultados satisfatórios não puderam ser obtidos em termos de casamento de impedância e diagramas de ganho da estrutura. Para sanar esta dificuldade, determinou-se que o melhor ponto para excitação do irradiador seria entre as hastes da linha bifilar. As principais variáveis de otimização foram L_{alim} , correspondente ao comprimento de uma seção de linha de transmissão (LT) bifilar terminada em aberto e que atua como toco em paralelo (com característica capacitiva), e d_{alim} , equivalente à distância entre o ponto de alimentação e o menor dipolo. Esta abordagem resultou em excelentes resultados em termos de casamento de impedância dentro da faixa de operação desejada.

Para obter uma antena com dupla polarização linear, foram desenvolvidos os estudos descritos no Capítulo 4. Foram constatadas algumas limitações nesta estrutura, bem como a sobreposição de algumas partes do irradiador. Novamente, a localização do ponto de alimentação mostrou-se um aspecto crítico ao projeto. Para solucionar esta questão, foi utilizado o mesmo artifício descrito no parágrafo anterior, porém, para corrigir a sobreposição, foi preciso elevar o valor das impedâncias Z_a e Z_0 . Após inúmeras análises paramétricas, foi possível obter um resultado próximo ao esperado em relação ao casamento de impedância; na maior parte da banda de operação, as curvas para os parâmetros S_{11} e S_{22} ficaram abaixo de -10 dB. O projeto deste irradiador tem como objetivo obter uma antena circularmente polarizada através da inclusão de um acoplador híbrido à estrutura. Na análise eletromagnética realizada, incluiu-se manualmente no *software HFSS* a defasagem que o acoplador realizaria de maneira prática.

Para fins de validação da estratégia de projeto proposta, o processo de construção e os resultados de medição de um protótipo do irradiador linearmente polarizado foram apresentados no Capítulo 5. O objetivo neste tópico foi detalhar a montagem da estrutura, para que esta se tornasse facilmente desmontável, satisfazendo um dos principais requisitos da proposta deste trabalho. Foram expostos os resultados da medição juntamente aos dados extraídos de simulação eletromagnética. Verificou-se boa concordância entre as curvas do parâmetro S_{11} medido e simulado.

Como legado, este trabalho deixa o primeiro irradiador log-periódico ao Laboratório de Eletromagnetismo, Micro-Ondas e Antenas do Campus Alegrete da UNIPAMPA,

viabilizando medidas de diagrama de irradiação de antenas circularmente polarizadas na faixa de UHF. Dado que a antena fabricada apresenta polarização linear, será necessário medir o diagrama de irradiação de antenas em teste com polarização circular realizando a aquisição de amplitude e fase para polarizações ortogonais, seguida da inserção de defasagem de $\pm 90^\circ$ por meio da utilização de um *software*.

Como trabalhos futuros, sugere-se a realização da medição da antena em fenda operando em UHF com aplicação para nanossatélites desenvolvida por (FACCO, 2019), uma vez que não havia uma antena que possibilitasse esta medida antes da conclusão deste trabalho. Como segunda atividade futura, sugere-se a construção do irradiador circularmente polarizado descrito no Capítulo 4. A medida da antena descrita em (FACCO, 2019) poderá ser realizada diretamente para as polarizações RHCP e LHCP empregando-se um acoplador híbrido de 90° aos terminais de entrada da antena log-periódica com dupla polarização linear.

REFERÊNCIAS

- ANAGNOSTOU JOHN PAPAPOLYMEROU, M. M. T. D. E.; CHRISTODOULOU, C. G. A printed log-periodic koch-dipole array (lpkda). IEEE, 2008. Citado na página 27.
- BALANIS, C. *Teoria de Antena: Análise e Síntese*. 3ª. [S.l.]: Ed., Rio de Janeiro, LTC, 2009. Citado 6 vezes nas páginas 23, 28, 29, 30, 31 e 33.
- BEHZADNEZHAD B., C. D. B. B. N.; MCMILLAN, B. A. *Dielectric Properties of 3D-Printed Materials for Anatomy Specific 3D-Printed MRI coils*. 2018. Disponível em: <<https://www.ncbi.nlm.nih.gov/pmc/articles/PMC5856656/>>. Citado na página 49.
- BENEVIDES, R. Antena log-periódica para recepção de sinal de tv digital brasil/portugal. Instituto Superior de Engenharia do Porto, 2017. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 26.
- CUI, Y.; LI, R.; FU, H. A broadband dual-polarized planar antenna for 2g/3g/lte base stations. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 62, n. 9, p. 4836–4840, 2014. Citado na página 22.
- DATALINK. *DLC 58 - datalink Exelência em Cabos*. 2017. Disponível em: <<https://arseletronica.com.br/wp-content/uploads/2021/06/512009-DLC-58.pdf>>. Citado 2 vezes nas páginas 34 e 35.
- EVANS, G. E. *Antenna Measurement Techniques*. 1th. ed. [S.l.]: Artech House, 1990. ISBN 0-89006-375-3. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 20.
- FACCO, R. Projeto e análise de uma rede de antenas em fenda em uhf para nanossatelites. Universidade Federal do Pampa, 2019. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 77.
- GHEETHAN, A. A.; ANAGNOSTOU, D. E. Reduced size planar log-periodic dipole arrays (lpdas) using rectangular meander line elements. In: *2008 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–4. Citado 2 vezes nas páginas 9 e 27.
- HANEY, J.; LIM, S. A miniturized, circularly polarized log periodic dipole array. In: *2016 International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 80–81. Citado na página 24.
- HUANG, H.; LIU, Y.; GONG, S. A broadband dual-polarized base station antenna with anti-interference capability. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, v. 16, p. 613–616, 2017. Citado na página 22.
- HUANG, Y. L. H.; GONG, S. A broadband dual-polarized base station antenna with sturdy construction. IEEE, 2016. Citado na página 22.
- HUTIRA F., B. J.; BILIK, V. Design and investigation of a log-periodic antenna for dcs, pcs and umts mobile communications bands. <http://hamwaves.com/lpda/doc/hutira.pdf>, 2013. Citado na página 23.
- LEE, H.; LEE, B. Compact broadband dual-polarized antenna for indoor mimo wireless communication systems. IEEE, 2016. Citado na página 21.
- LEMA. *Laboratório de Eletromagnetismo, Micro-ondas e Antenas, UNIPAMPA, campus Alegrete*. Disponível em: <<https://sites.unipampa.edu.br/lema/>>. Citado 3 vezes nas páginas 18, 19 e 20.

- LEON, K. A.; HANEY, J.; LIM, S. A size-reduced, circularly polarized, log-periodic dipole array. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, v. 21, n. 2, p. 371–375, 2022. Citado 3 vezes nas páginas 9, 24 e 25.
- MACHADO, A. P. Polarização de ondas eletromagnéticas. Universidade de Brasília, 2008. Citado na página 22.
- RAMOS, P. C. C. Sistema web de simulação de antenas. Universidade de Brasília, 2009. Citado na página 17.
- RIBEIRO, J. A. J. *Engenharia de antenas: fundamentos, projetos e aplicações*. [S.l.]: 1 Ed., Érica Ltda, 2012. Citado na página 23.
- RODRIGUES, A. Análise paramétrica de antenas log-periódicas lineares e com fractal de koch. Universidade Federal do Pampa, 2017. Citado 4 vezes nas páginas 23, 24, 26 e 41.
- SANTANA LEONARDO E ALMEIDA, F. Antena mmic espiral. Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, 2007. Citado na página 22.
- SANTOS, G. B. d. Antena indoor de dupla polarização para recepção de tv digital. Universidade Presbiteriana Mackenzie, 2018. Citado na página 21.
- SOARES ANTÔNIO J. M.; SILVA, F. d. C. Antenas e propagação. Universidade de Brasília, 2003. Citado na página 21.
- VICENTINE, G. F. Antena planar log-periódica com arranjo de dipolos (plpda) para operação de 2 a 6 ghz. Instituto de Educação, Ciência e Tecnologia de São Paulo, 2021. Citado na página 22.
- WAKABAYASHI KAZUO SHIMADA, H. K. R.; SATO, G. Circularly polarized log-periodic dipole antenna for emi measurements. *IEEE*, 1999. Citado na página 25.
- WELKE, F. Antena dupla-faixa para telefonia móvel celular. Universidade Federal do Pampa, 2014. Citado 3 vezes nas páginas 22, 23 e 26.