Universidade de Brasília - UnB
Faculdade UnB Gama - FGA
Engenharia Eletrônica

Antena espiral de banda ultralarga para radar de detecção passiva

Autor: Vitória Bandeira Melo
Orientador: Prof. Dr. Sébastien Roland Marie Joseph Rondineau

Brasília, DF
2025

Vitória Bandeira Melo

Antena espiral de banda ultralarga para radar de detecção passiva

Monografia submetida ao curso de graduação em Engenharia Eletrônicada Universidade de Brasília, como requisito parcial para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Eletrônica.

Universidade de Brasília - UnB

Faculdade UnB Gama - FGA

Orientador: Prof. Dr. Sébastien Roland Marie Joseph Rondineau

Brasília, DF

2025

Vitória Bandeira Melo
Antena espiral de banda ultralarga para radar de detecção passiva/ Vitória Bandeira Melo. – Brasília, DF, 2025-
71 p. : il. (algumas color.) ; 30 cm.

Orientador: Prof. Dr. Sébastien Roland Marie Joseph Rondineau

Trabalho de Conclusão de Curso – Universidade de Brasília - UnB
Faculdade UnB Gama - FGA , 2025.

1. Antena espiral. 2. Banda ultra larga. 3. Radar de detecção passiva. I. Prof. Dr. Sébastien Roland Marie Joseph Rondineau. II. Universidade de Brasília. III. Faculdade UnB Gama. IV. Antena espiral de banda ultralarga para radar de detecção passiva

CDU 02:141:005.6

Vitória Bandeira Melo

Antena espiral de banda ultralarga para radar de detecção passiva

Monografia submetida ao curso de graduação em Engenharia Eletrônicada Universidade de Brasília, como requisito parcial para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Eletrônica.

Trabalho aprovado. Brasília, DF, 14 de julho de 2025:

Prof. Dr. Sébastien Roland Marie Joseph Rondineau
Orientador

Prof. Dr. Achiles Fontana da Mota
Convidado 1

Prof. Dr. Artur Nogueira de São José
Convidado 2

Brasília, DF
2025

Agradecimentos

Agradeço, primeiramente, a Deus, que me deu forças para concluir esta etapa da minha vida.

Agradeço aos meus pais, Maria e Gilberto, que acreditaram em mim antes de todos, me incentivaram e me deram todo o apoio necessário para trilhar essa trajetória com sucesso.

Agradeço ao meu companheiro, Fernando, que dividiu essa jornada comigo e me apoiou nos momentos bons e difíceis.

Agradeço aos meus irmãos, Glauber e Fernanda, que nunca deixaram de acreditar em mim e sempre me ofereceram amor e parceria. Além disso, me deram os melhores presentes: Sarah, Mariana, Ágatha e Esther.

Agradeço aos amigos que fiz durante a graduação: Júllia, Paolla e Vinícius, que me introduziram ao mundo aeroespacial, tornaram a jornada mais leve e compartilharam comigo tantos momentos de felicidade e tristeza. Agradeço também ao meu amigo de laboratório, Felipe, que dividiu comigo seu conhecimento em diversos momentos.

Agradeço aos engenheiros Cristina Paim e Vinicius Barros, por me ensinarem e me orientarem nos meus primeiros passos na engenharia dentro da indústria.

Agradeço a todos os professores, em especial ao professor Sébastien Rondineau, pela orientação, ajuda e apoio ao longo da maior parte da graduação.

Resumo

No atual trabalho, é apresentado um projeto de uma antena espiral de dois braços apoiada por uma cavidade. Devido a isso, primeiramente é introduzido a teoria por trás desse tipo de antena e de cada um dos seus elementos, como também a sua aplicação. Esse tipo de antena é utilizado principalmente para aplicações militares envolvendo radares de detecção passiva, os quais precisam de uma banda larga. Além disso, essa antena possui algumas especificidades, como uma alimentação feita por um transformador de impedância que possa converter uma impedância de um conector coaxial na impedância de entrada da antena. Para o desenvolvimento do projeto, é utilizado como elemento irradiador um par de espirais do tipo arquimediana acompanhado por terminações resistivas, uma cavidade metálica preenchida por material absorvedor e espuma e um balun do tipo Klopfenstein. Essa estrutura é projetada e simulada pelo software HFSS e os seus respectivos resultados são apresentados ao fim desse trabalho.

Palavras-chaves: Antena espiral. Balun Klopfenstein. Banda ultralarga. Radar de detecção passiva.

Abstract

This work presents the design of a two-armed spiral antenna supported by a cavity. The theory behind this type of antenna and each of its elements, as well as its application, are first introduced. This type of antenna is mainly used for military applications involving passive detection radars, which need a wide bandwidth. In addition, this antenna has some specific features, such as an impedance transformer that can convert the impedance of a coaxial connector into the input impedance of the antenna. To develop the project, a pair of Archimedean-type spirals accompanied by resistive terminations are used as the radiating elements, a metal cavity filled with absorbing material and foam and a Klopfenstein balun. This structure is designed and simulated using the HFSS software and the results are presented at the end of this work.

Key-words: Spiral antenna. Klopfenstein Balun. Ultra-Wideband . Passive detection radar.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Modelo de linha de transmissão de comprimento Δz com componentes discretos. Fonte: (POZAR, 2011). 25
Figura 2 – Toco em paralelo. Adaptado de: (POZAR, 2011). 28
Figura 3 – Toco em série. Adaptado de: (POZAR, 2011). 28
Figura 4 – Diagrama de radiação em 2D. Adaptado de: (BALANIS, 2005). 29
Figura 5 – Diagrama de radiação em 3D. Adaptado de: (BALANIS, 2005). 30
Figura 6 – Representação dos eixos da elipse do vetor campo elétrico. Adaptada de: (STUTZMAN, 1980) 32
Figura 7 – Espiral arquimerdiana com truncamento aplicado. Fonte:(MASSIOT C. MARTEL, 2013). 35
Figura 8 – Exemplos da autocomplementaridade aplicada. Fonte:(VOLAKIS, 2007). 36
Figura 9 – Representação de linhas de fita paralelas de dupla face. 40
Figura 10 – Representação de um Balun. 41
Figura 11 – A arquitetura de um Balun do tipo *taper* impresso Klopfenstein. Adaptado de: (BAH; GUO, 2007). 42
Figura 12 – Arquitetura de um balun do tipo *Marchand* impresso 43
Figura 13 – Estrutura da CPW. 43
Figura 14 – Acoplador híbrido de 180° em anel. 44
Figura 15 – Centro da antena espiral 53
Figura 16 – Terminações helicoidais nos braços da antena 55
Figura 17 – Balun do tipo *taper* Klopfenstein 58
Figura 18 – Antena espiral 59
Figura 19 – Antena espiral com cavidade 60
Figura 20 – Balun com portas do tipo *Wave port* e caixa de radiação projetada para a frequência de 2 GHz 60
Figura 21 – Vista frontal da antena com cavidade e Balun do tipo *taper* Klopfenstein 61
Figura 22 – Vista isométrica da antena com cavidade e Balun do tipo *taper* Klopfenstein 61
Figura 23 – Coeficiente de reflexão do Balun 63
Figura 24 – Coeficiente de transmissão do Balun 63
Figura 25 – Coeficiente de reflexão da antena 64
Figura 26 – Razão axial da antena 64
Figura 27 – Diagramas de irradiação 65
Figura 28 – Ganho de pico da antena 65

Lista de tabelas

Tabela 1 – Propriedades do Rogers Duroid 5880 52
Tabela 2 – Propriedades do ECCOSORB LS-22. Fonte: (EC ENGINEERING K.K, 2019). 56
Tabela 3 – Propriedades do ECCOSORB LS-22. Fonte: (EC ENGINEERING K.K, 2019). 56
Tabela 4 – Propriedades do Divinycell H45. Fonte: (Diab, 2023). 56
Tabela 5 – Impedância das seções. 57
Tabela 6 – Configurações da simulação para antena espiral no HFSS. 58
Tabela 7 – Dimensões iniciais da espiral. 59

Lista de abreviaturas e siglas

3D	3 Dimensões
dB	decibel
DF	*Direction Finding*
DOA	*Direction of Arrival*
ELINT	*Electronic Intelligence*
ESM	*Electronic Support Measure*
FNBW	*First Null Beam Width*
HFSS	*High Frequency Structure Simulator*
HPBW	*Half Power Beam Width*
IEEE	*Institute of Electrical and Electronic Engineers*
LHCP	*Left Hand Circular Polarization*
LOB	*Line of Bearing*
PW	*Pulse width*
PRI	*Pulse repetion interval*
RA	Razão axial
RWR	*Radar Warning Receiver*
RHCP	*Right Hand Circular Polarization*
SIGINT	*Signal Intelligence*
TDOA	*Time Difference Of Arrival*
UWB	*Ultra Wide Band*
VSWR	*Voltage standing wave ratio*

Lista de símbolos

Γ	Coeficiente de reflexão
λ_0	Comprimento de onda no vácuo
λ_g	Comprimento de onda guiado
$S(\theta, \phi)$	Densidade de potência, na direção $S(\theta, \phi)$
$F(\theta, \phi)$	Diagrama de radiação ou padrão de radiação
D	Diretividade
σ	Condutividade
e_c	Eficiência de condução
e_d	Eficiência dielétrica
e_{cd}	Eficiência de radiação
e_r	Eficiência de reflexão
e_0	Eficiência total
G	Ganho
Z_0	Impedância característica da linha de transmissão
η	Impedância característica
Z_{in}	Impedância de entrada
U_{avg}	Intensidade de radiação média
$\varepsilon_{r(ar)}$	Permissividade dielétrica do ar
ε_r	Permissividade dielétrica do substrato
ε_{eff}	Permissividade dielétrica efetiva
P_{rad}	Potência radiada
v_p	Velocidade de fase
v_g	Velocidade de grupo

N	Número de braços
m	Número de modos
$\tan\delta$	Tangente de perdas

Sumário

1 INTRODUÇÃO 21
1.1 Contextualização e Problematização 21
1.2 Objetivos 22
1.2.1 Objetivo geral 22
1.2.2 Objetivos específicos 22
1.3 Justificativa 22
1.4 Aspectos metodológicos 22
1.5 Estrutura do TCC 23

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA 25
2.1 Linhas de transmissão 25
2.1.1 Tocos 27
2.2 Matriz de parâmetros S ou matriz de espalhamento 28
2.3 Antenas 29
2.4 Antenas independentes da frequência 33
2.4.1 Antenas espirais 36
2.4.1.1 Antena espiral arquimediana 39
2.4.1.2 Antena espiral equiangular 39
2.4.2 Alimentação da antena 40
2.4.3 Terminação 44
2.4.4 Cavidade 45
2.4.5 Material absorvedor 46
2.5 Sistemas de radares passivos aplicados à guerra eletrônica 47
2.5.1 Sistemas localizadores de direção 48
2.5.2 Sistemas ESM 48
2.5.3 Sistemas RWR 50

3 METODOLOGIA 51
3.1 Desenvolvimento do sistema 51
3.1.1 Projeto 51
3.1.1.1 Antena espiral 51
3.1.1.2 Cavidade 55
3.1.1.3 Alimentação 56
3.1.2 Simulações 58
3.1.2.1 Antena espiral 58

3.1.2.2 Antena espiral com cavidade metálica preenchida com material absorvedor e terminações . . . 59
3.1.2.3 Balun . . . 60
3.1.2.4 Antena com cavidade e Balun . . . 60

4 RESULTADOS . . . 63
4.1 Simulações . . . 63
4.1.1 Resultados obtidos para o Balun do tipo Klopfenstein . . . 63
4.1.2 Resultados obtidos para a antena com cavidade, terminações e balun . . . 63

5 CONCLUSÃO . . . 67

REFERÊNCIAS . . . 69

1 Introdução

1.1 Contextualização e Problematização

Com o avanço da tecnologia, tem sido necessárias aplicações de sistemas com antenas operando em uma larga faixa de frequência, chamadas também de antenas banda larga(BALANIS, 2005; STUTZMAN, 1980). Essas aplicações podem ser terrestres, marítimas ou aéreas, como em aeronaves, e podem ser tanto para fins civis como para fins militares.

Antenas de banda larga podem ser de variados tipos e ter diversos tamanhos, dependendo da faixa de frequência, e podem servir para variadas aplicações. Elas podem ser usadas para radar, como em aplicações de busca de direção, sensoriamento, comunicações militares em aviões, carros e outros veículos militares.

Dentre as aplicações militares, as antenas de banda larga são utilizadas em sistemas de radares de detecção passiva no âmbito da guerra eletrônica. A guerra eletrônica refere-se a todas as ações em todo o espectro eletromagnético para interceptar, analisar, manipular ou sumprimir o uso do espectro eletromagnético pelo inimigo. Ela atua na faixa do vísivel e na faixa do invísivel.(GORDON, 1981)

Radares de detecção passiva para aplicações de guerra eletrônica, como os de sistemas de busca de direção (*Direction Finding* - DF), sistemas de medidas de apoio eletrônico (*Electronic Support Measures* - ESM) e sistemas de alerta de radar (*Radar Warning Receiver* - *RWR*), exigem uma cobertura de 360° em azimute (RAHMAN GREGOR LASSER, 2017) para detectar a maior quantidade possível de emissores eletromagnéticos do ambiente, identificando quais seriam as possíveis ameaças, caso esteja disponível em uma aeronave e seja necessária a aplicação de contramedidas para despitamento ou proteção contra inimigos. Devido a isso, são utilizados conjuntos de antenas que proporcionam essa cobertura de 360°.

Algumas antenas espirais UWB (*Ultra Wide Band*) já existentes na indústria para aplicações de radares de detecção passiva podem ser vistas em (L3HARRIS, 2021) e (L3HARRIS, 2020).

1.2 Objetivos

1.2.1 Objetivo geral

Esse trabalho tem como objetivo o desenvolvimento de antenas espirais de banda ultralarga para serem aplicadas em sistemas de radares passivos em aeronaves. Para isso, são desenvolvidas e simuladas antenas espirais com diversas configurações, variando sua estrutura, alimentação, tipo de espiral e outras características. É simulado o funcionamento dessas antenas no software *Ansys Electronics Desktop High Frequency Structure Simulator* (HFSS).

1.2.2 Objetivos específicos

- Desenvolvimento de antenas espirais com polarização circular de banda ultralarga;
- Desenvolvimento de um sistema de alimentação para essas antenas;
- Desenvolvimento de cavidades metálicas com material absorvedor para antenas espirais; e
- Desenvolvimento de terminações para os braços da antena; e
- Análise do desempenho da antena.

1.3 Justificativa

Ao final desse projeto, almeja-se alcançar resultados similares às aplicações de antenas espirais que já existem no ramo militar. Para isso foram pesquisadas antenas similares às que estão sendo desenvolvidas tanto em empresas quanto em artigos, a fim de se obter uma estrutura compacta, variando e otimizando as partes que compõem essa antena espiral para se obter o melhor ganho possível, levando em conta o casamento de impedância e a polarização circular.

1.4 Aspectos metodológicos

Primeiramente, são feitas pesquisas para levantar a revisão bibliográfica, tanto para o embasamento teórico por trás das antenas espirais quanto sobre sistemas de radares de detecção passiva, os quais utilizam essas antenas, as aplicações existentes no mercado e projetos acadêmicos desenvolvidos similares disponíveis na literatura.

Com base nessas informações, define-se o sistema ou a arquitetura da antena, bem como suas especificações técnicas. O desenvolvimento é estruturado em etapas: modelagem, projeto, simulação e otimização da antena e de seus componentes. Além disso, é

necessário garantir o casamento de impedância entre os elementos da antena, buscando alcançar resultados equivalentes aos encontrados na indústria e na literatura.

1.5 Estrutura do TCC

Na primeira parte do trabalho, a fundamentação teórica é detalhada toda a teoria por trás das antenas espirais, tanto a parte relacionada as linhas de transmissão, antenas, métodos de casamento de impedância, materiais e seus efeitos nesse tipo de antena quanto suas devidas aplicações no projeto.

Na segunda parte, é descrita a metodologia, com os cálculos das dimensões da antena, os cálculos relacionados ao método de alimentação, os materiais escolhidos e as estruturas simuladas na primeira parte do projeto.

Na terceira parte, são apresentados os resultados das simulações realizadas no projeto.

2 Fundamentação teórica

2.1 Linhas de transmissão

Uma linha de transmissão é uma rede de parâmetros distribuídos, na qual os sinais elétricos corrente e tensão variam em magnitude e fase ao longo do comprimento da linha. Ela é usualmente representada por uma linha de dois fios com pelo menos dois condutores (POZAR, 2011). Para representar essa linha de transmissão, é utilizado um quadripolo com um pequeno trecho da linha de comprimento Δz para modelar com componentes discretos. Esse modelo pode ser visto na figura 1. Sendo R a resistência em série por unidade de comprimento para os dois condutores representando a resistência devido às perdas ôhmicas causadas pela condutividade finita de cada condutor, L a indutância em série por unidade de comprimento para ambos condutores causada pela autoindutância de cada condutor, G a condutância *shunt* é causada devido à perda dielétrica do material que está entre os condutores e o C que é a capacitância *shunt* causada pela proximidade dos condutores.

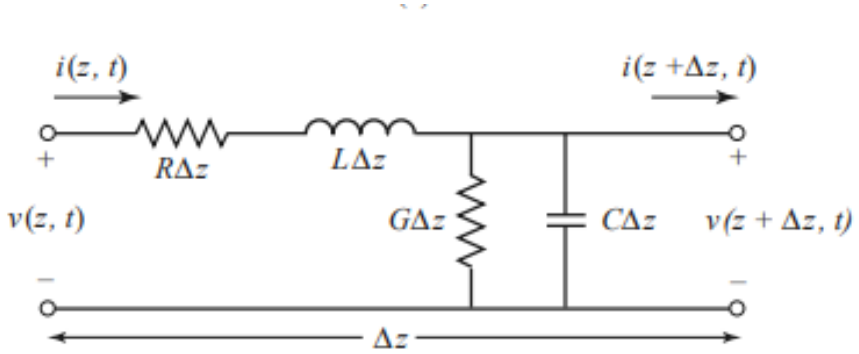


Figura 1 – Modelo de linha de transmissão de comprimento Δz com componentes discretos. Fonte: (POZAR, 2011).

Utilizando as Leis de Kirchhoff, aplicando manipulações algébricas e derivando, obtém-se as tensões e correntes do quadripolo e resulta nas equações do telégrafo no domínio do tempo, as quais são 2.1 e 2.2. Convertendo essas equações para o regime harmônico se tem as equações 2.3 e 2.4:

$$\frac{\partial v(z,t)}{\partial z} = -Ri(z,t) - L\frac{\partial i(z,t)}{\partial t}, \tag{2.1}$$

$$\frac{\partial i(z,t)}{\partial z} = -Gv(z,t) - C\frac{\partial v(z,t)}{\partial t}, \tag{2.2}$$

$$\frac{dV(z)}{dz} = -(R + j\omega L)I(z), e \tag{2.3}$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = -(G + j\omega C)V(z). \tag{2.4}$$

Derivando as equações 2.3 e 2.4 e substituindo-as nas respectivas equações, obtém-se as equações 2.5, 2.6 e 2.7:

$$\frac{d^2V(z)}{dz^2} = (R + j\omega L)(G + j\omega C)V(z), \tag{2.5}$$

$$\frac{d^2I(z)}{dz^2} = (R + j\omega L)(G + j\omega C)I(z), e \tag{2.6}$$

$$\gamma^2 = (R + j\omega L)(G + j\omega C), \text{onde } \gamma = \alpha + j\beta \in \mathbb{C}. \tag{2.7}$$

Sendo γ a constante de propagação complexa. Substituindo a equação 2.7 nas equações 2.5 e 2.6 e isolando os termos da equação, resulta-se nas equações de onda para $V(z)$ e $I(Z)$ que mostram as tensões e correntes de uma onda eletromagnética se propagando em uma linha de transmissão, como pode ser vistas em 2.8 e 2.9:

$$\frac{d^2V(z)}{dz^2} - \gamma^2 V(z) = 0, e \tag{2.8}$$

$$\frac{d^2I(z)}{dz^2} - \gamma^2 I(z) = 0. \tag{2.9}$$

Com a superposição de duas ondas, uma indo em direção progressiva $(+z)$ e outra em direção retrógrada $(-z)$ obtém-se a solução das equações 2.8 e 2.9 e são definidas as equações 2.10 que representa $V(z)$ e a 2.11 que representa $I(z)$:

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z}, e \tag{2.10}$$

$$I(z) = I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{\gamma z}. \tag{2.11}$$

Com as equações 2.10 e 2.3, se obtém a impedância característica da linha, dada por 2.12:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} = \frac{V_0^+}{I_0^+} = -\frac{V_0^-}{I_0^-}. \tag{2.12}$$

Em uma linha com impedância Z_0 sem perda terminada em uma impedância de carga Z_L é definido o coeficiente de reflexão, um parâmetro muito importante para a linha de transmissão, por 2.13:

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}. \tag{2.13}$$

2.1.1 Tocos

Um toco, ou *stub* em inglês, é um comprimento ou pedaço de linha conectado a uma linha de transmissão a uma determinada distância da carga utilizado para o casamento de impedância entre a carga e a linha, eliminando a parte imaginária da impedância da carga. A vantagem do toco é poder usar as linhas impressas em um circuito ao invés de elementos discretos para o casamento de impedância, já que eles podem se comportar como um capacitor ou indutor(POZAR, 2011).

Existem dois tipos de toco: os tocos em curto-circuito e os tocos em circuito aberto. O toco em curto-circuito é um pedaço de linha de transmissão que tem uma das extermidades conectada ao terra e o toco em circuito aberto é um pedaço de linha de transmissão que uma das suas extremidades não está conectada a nada.

A impedância do toco em curto-circuito para linha sem perdas é dada por 2.14, sendo o l o comprimento do stub.

$$Z_{sc} = Z_o j \tan(\beta l). \tag{2.14}$$

A impedância do toco em circuito aberto para linha sem perdas é dada por 2.15.

$$Z_{oc} = -Z_o j \cot(\beta l). \tag{2.15}$$

O toco também pode estar em série ou em paralelo com a carga. Em série ele vai ficar entre a linha de transmissão e a carga, e em paralelo ele fica em paralelo à linha de transmissão e a carga. A estrutura do toco em paralelo é visto na figura 2 e a estrutura do stub em série é visto na figura 3:

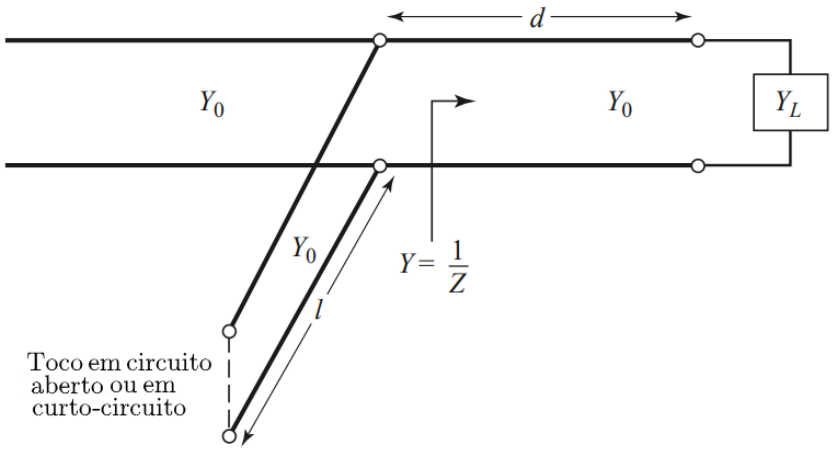


Figura 2 – Toco em paralelo. Adaptado de: (POZAR, 2011).

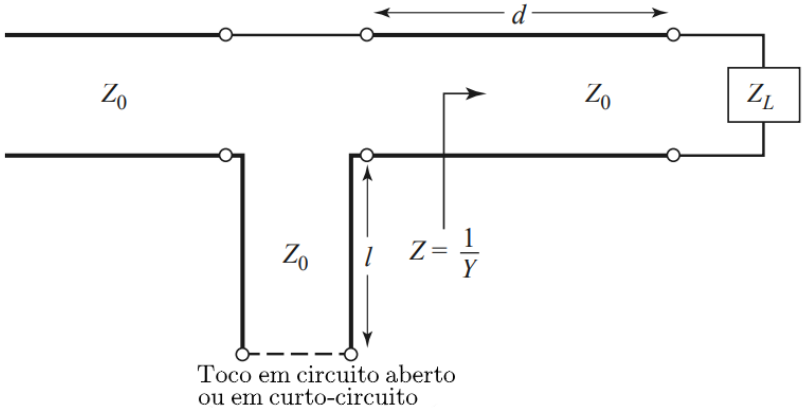


Figura 3 – Toco em série. Adaptado de: (POZAR, 2011).

2.2 Matriz de parâmetros S ou matriz de espalhamento

Um sistema pode ter várias portas, com isso ele pode ter várias ondas incidentes e várias ondas refletidas. A matriz de parâmetros S ou matriz de espalhamento é uma matriz de reflexão que relaciona as tensões das ondas incidentes nas portas e das ondas refletidas nas portas. A matriz é dada por 2.16:

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1N} \\ S_{21} & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ S_{N1} & \dots & \dots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix}. \tag{2.16}$$

Então o parâmetro S para um elemento específico da matriz é dado por 2.17:

$$S_{ij} = \left.\frac{V_i^-}{V_j^+}\right|_{V_k^+=0;k\neq j}. \tag{2.17}$$

2.3 Antenas

O Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) define antena como "aquela parte de um sistema transmissor ou receptor que é projetada para irradiar ou receber ondas eletromagnéticas"(IEEE, 1993). As antenas podem ser usadas em várias áreas, entretanto o seu maior campo de aplicação é o campo das comunicações. As antenas são utilizadas para receber e transmitir ondas eletromagnéticas que em comunicações, usualmente, têm um comprimento de onda na faixa do não vísivel. A primeira antena foi criada em 1887 por Heinrich Hertz, um físico alemão que estudou e fez experimentos relacionados a ondas eletromagnéticas (STUTZMAN, 1980).

O diagrama de radiação ou padrão de radiação é uma representação gráfica da variação angular da radiação da antena, demonstrando como suas propriedades, ganho, polarização e intensidade de radiação variam em coordenadas espaciais (BALANIS, 2005; STUTZMAN, 1980).

O diagrama de radiação possui vários elementos importantes. O lóbulo principal que é a região com a maior concentração de radiação, representando a direção em que a antena emite ou recebe a maior quantidade de energia, os lóbulos laterais, os quais têm radiações, em qualquer direção que não seja a direção do lóbulo principal e do lóbulo oposto, sendo eles em menor concentração em comparação com o lóbulo principal, e um lóbulo oposto, que a única regra é ser oposto ao lóbulo principal. Todos os lóbulos que não são o lóbulo principal podem ser chamados também de lóbulos menores. Também existem o FNBW *(First Null Beam Width)* ou Largura de Banda do Primeiro Nulo, que é a largura do feixe entre os primeiros nulos do padrão de radiação, determinando a largura de banda do lóbulo principal e o HPBW *(Half Power Beam Width)* ou Largura de Banda de Meia Potência, que é a largura do feixe onde está contida a metade da potência do lóbulo principal (STUTZMAN, 1980).

O diagrama de radiação e seus elementos podem ser vistos nas figuras 4 e 5.

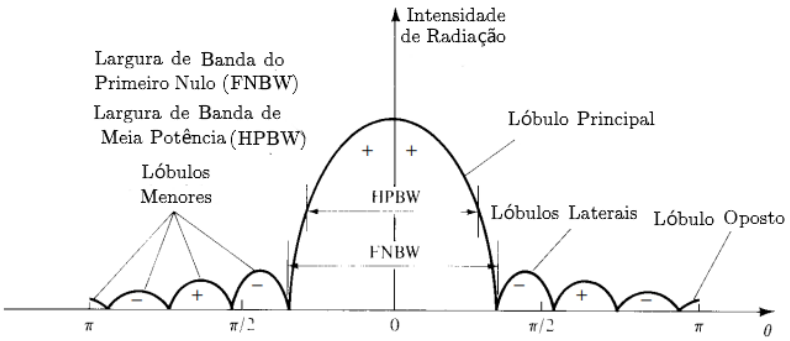


Figura 4 – Diagrama de radiação em 2D. Adaptado de: (BALANIS, 2005).

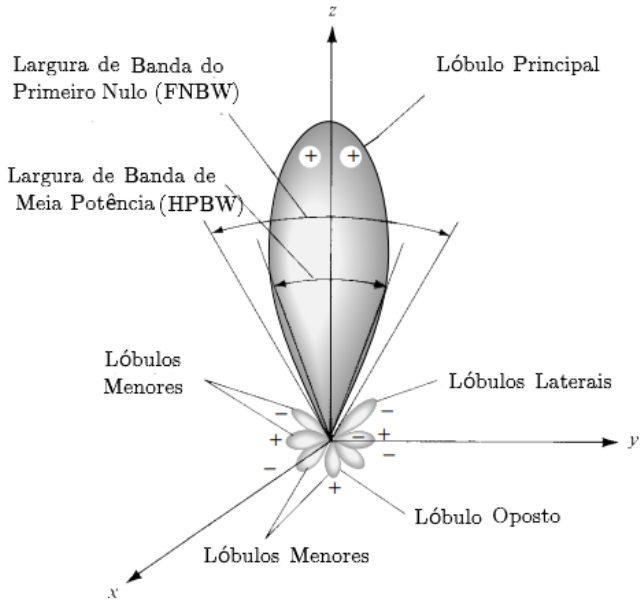


Figura 5 – Diagrama de radiação em 3D. Adaptado de: (BALANIS, 2005).

A intensidade de radiação U está relacionada com o diagrama de radiação, que tem a representação de como a potência em torno da antena está distribuída. Ela é a potência radiada em uma dada direção por unidade de ângulo sólido (W/sr). Sua fórmula é dada pela equação 2.18, com r sendo o raio da esfera e $S(\theta, \phi)$ a densidade de radiação:

$$U(\theta, \phi) = S(\theta, \phi)r^2. \tag{2.18}$$

A intensidade de radiação em fontes não isotrópicas não é constante, porém existe uma intensidade de radiação média que é dada por 2.19:

$$U_{avg} = \frac{P_{rad}}{4\pi}. \tag{2.19}$$

A potência radiada pela antena é obtida pela integração da intensidade de radiação sobre toda a superfície de uma esfera, fazendo assim uma soma de toda potência radiada ao redor da antena. Ela é dada pela equação 2.20 :

$$P_{rad} = \int_{\phi=0}^{2\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} U(\theta, \phi) \sin(\theta)\, d\theta d\phi \tag{2.20}$$

A diretividade é um dos principais parâmetros da antena. Ela é a razão entre a intensidade da radiação em uma direção específica da antena e a intensidade da radiação média em todas as outras direções. Por isso uma antena altamente diretiva tem a capacidade de concentrar a maior parte da sua radiação em uma direção específica e quando essa direção não é dada, é implícito que a direção de máxima radiação é usada para calcular a

diretividade. Sendo assim, a diretividade máxima de uma antena é calculada através da equação 2.21:

$$D_max = \frac{U_{max}}{U_{avg}} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}}. \tag{2.21}$$

A eficiência total da antena é um parâmetro que considera todas as perdas associadas a antena. Essas perdas podem acontecer por várias fatores, dentre eles: caracaterísticas dos materiais utilizados na antena e o descasamento de impedâncias. As características dos materiais podem resultar em perdas condutoras e perdas dielétricas. Nas perdas condutoras, a energia que passa no condutor é convertida em calor devido a resistência do material e nas perdas dielétricas ocorre devido a absorção de energia pelos materiais dielétricos. A eficiência total é dada pela equação 2.22, sendo e_r a eficiência de reflexão que é calculada pelas perdas por descasamento de impedância, calculada por $e_r = (1 - |\Gamma|^2)$ e o coeficiente de reflexão da antena, Γ, sendo dado pela equação 2.23 e calculado utilizando a impedância de entrada da antena Z_{in} e a impedância característica da linha de transmissão Z_0, a eficiência condutora e_c e a eficiência dielétrica e_d:

$$e_0 = e_r e_c e_d. \tag{2.22}$$

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0}. \tag{2.23}$$

As eficiências condutora e dielétrica são utilizadas para calcular a eficiência de radiação da antena (e_{cd}), a qual é usada para o cálculo do ganho da antena e é dada pela equação 2.24:

$$e_{cd} = e_c e_d. \tag{2.24}$$

Além disso, o coeficiente de reflexão da antena pode ser usado para calcular um parâmetro muito utilizado na indústria que é o *Voltage Standing Wave Ratio* (VSWR), dado pela equação 2.25. Com ele é possível saber o casamento de impedância ou o coeficiente de reflexão da antena através da relação das amplitudes da onda transmitida e da onda refletida:

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}. \tag{2.25}$$

O ganho de uma antena é obtido através da sua diretividade e da sua eficiência de radiação e_{cd}. Ele é dado pela equação 2.26, a qual leva em conta a eficiência de radiação da antena já que de acordo com o IEEE o ganho de uma antena não inclui perdas de reflexão e perdas relacionadas à polarização (BALANIS, 2005):

$$G = e_{cd}D. \tag{2.26}$$

A polarização da antena é definida pela orientação do campo elétrico e variação dele com o tempo em um ponto de observação fixo da onda irradiada ou recebida pela antena. Existem diferentes tipos de polarização, a linear, a circular e a elíptica.

Normalmente, o campo elétrico se propaga em forma de elipse. Assim, as polarizações lineares e circulares são casos especiais da polarização elíptica, onde a elipse se transforma em uma linha reta ou em um círculo. Dada a natureza elíptica da propagação do campo elétrico, existe uma métrica conhecida como razão axial ou RA ou *Axial Ratio* em inglês, que quantifica a polarização elíptica. A razão axial é a razão entre os eixos maior e menor da elipse descrita pelo vetor campo elétrico, que pode ser vista em 6, e é calculada pela equação 2.27.

$$RA = \frac{\text{Eixo Maior}}{\text{Eixo Menor}} \tag{2.27}$$

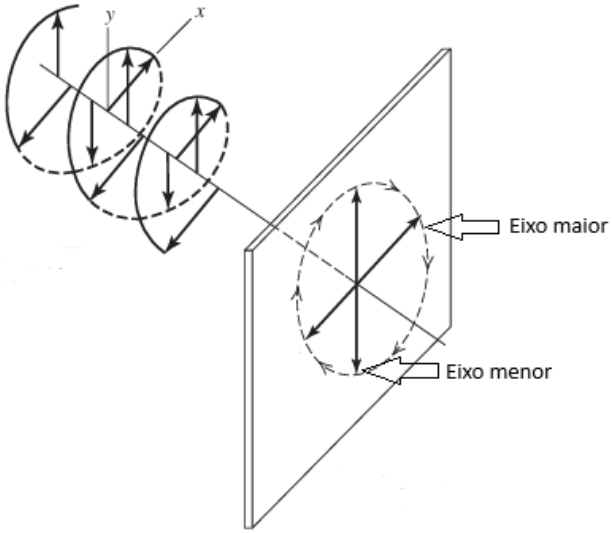


Figura 6 – Representação dos eixos da elipse do vetor campo elétrico. Adaptada de: (STUTZMAN, 1980)

Para obter uma boa polarização circular, é necessário que a razão axial seja igual a 1 i.e. 0 dB. Isso significa que o vetor do campo elétrico está se propagando ao longo do tempo como um círculo perfeito. A polarização circular pode ter sentido horário e anti-horário, sendo classificada como circular direita ou *Right Hand Circular Polarization* (RHCP) ou circular esquerda ou *Left Hand Circular Polarization* (LHCP).

A Polarização circular vem sendo cada vez mais utilizada, devido a ela ter uma imunidade maior a *jammings*, efeitos de multicaminhos, interferência em banda estreita do que uma polarização linear, já que uma onda com polarização circular consegue se propagar nos planos vertical e horizontal, fazendo com que uma antena com polarização circular consiga transmitir uma potência radiada maior do que uma antena com polarização linear, o que é muito útil para transmissões ou aplicações em longas distâncias. (SHARMA, 2016)

Existe também a classificação da copolarização, a qual é a polarização que se deseja alcançar. Por exemplo, se a antena transmissora emite uma onda com polarização circular e a antena receptora também recebe ondas com polarização circular, então existe uma copolarização. Além disso, há a polarização cruzada, ou cross-polarização, que é uma polarização ortogonal, ou perpendicular, à polarização específica desejada para recepção ou transmissão. A polarização cruzada não é desejada porque isso significa que a antena vai estar recebendo ou transmitindo uma polarização diferente da que ela foi projetada para operar, atrapalhando a radiação da antena.

Existem dois tipos de velocidade de propagação da onda eletromagnética. A velocidade de fase e a velocidade de grupo. A velocidade de fase é a velocidade que os pontos de uma onda, como o pico ou vale, se propagam. Ela pode ultrapassar a velocidade da luz e ela não contém informação. Já a velocidade de grupo é a velocidade de propagação da energia ou da informação que se tem na onda, ela não pode ultrapassar a velocidade da luz. Em alguns casos, pela causalidade da informação, essas duas velocidades podem ser idênticas mas em outros a velocidade de fase pode ser maior ou menor que a velociade da luz. A velocidade de fase é dada pela equação 2.28 e a velocidade de grupo é dada pela equação 2.29, as quais utilizam a frequência angular da onda (ω) definida por $2 \cdot \pi \cdot f$ e o número de onda k definido por $\frac{2\pi}{\lambda}$:

$$v_p = \frac{\omega}{k}, e \tag{2.28}$$

$$v_g = \frac{d\omega}{dk}. \tag{2.29}$$

2.4 Antenas independentes da frequência

Nas antenas independentes da frequência, seus parâmetros como ganho, padrão ou diagrama de radiação, impedância são quase constantes dentro da faixa de frequência de uso, ou seja independentes dela, já que sua estrutura irradiante é descrita por ângulos polares ou seja seu raio cresce linearmente com o ângulo, diferente dos outros tipos de antenas, como a dipolo. Em teoria, uma antena desse tipo pode ter uma abertura infinita, fazendo com que a antena não tenha uma limitação da menor frequência de operação

da antena e uma região de alimentação bem pequena, fazendo com que ela não tenha limitação nas altas frequências (VOLAKIS, 2007).

A descoberta das antenas quase independentes da frequência aconteceu por volta de 1950, quando necessitava-se de antenas com uma largura de banda maior do que existia. As primeiras aplicações das antenas independentes da frequência foram na faixa de cerca de 10 MHz a dezenas de GHz em antenas de TV, comunicação ponto a ponto, campos para refletores, lentes e etc (BALANIS, 2005).

De acordo com Rumsey (RUMSEY, 1957), a estrutura física da antena independente da frequência é definida pela equação 2.30, sendo r, θ, ϕ coordenadas esféricas e a uma constante. Porém essa equação é muito restritiva porque não abrange alguns tipos antenas espirais que são independentes da frequência e acaba se adotando outras definições para antenas independentes da frequência, baseando-se nos seus parâmetros e na largura da banda da antena.

$$r = r(\theta, \phi) = F(\theta)e^{a\phi}. \tag{2.30}$$

A antena independente da frequência caracteriza-se por ter uma escalabilidade na sua geometria. A escalabilidade é porque ao aumentar ou diminuir o tamanho físico da antena independente da frequência, a sua largura de banda vai variar proporcionalmente, fazendo com que o comportamento da antena varie linearmente de acordo com a geometria durante toda a sua frequência de operação.

A antena independente da frequência em teoria pode ter uma estrutura infinita, tendo uma largura de banda infinita em baixas frequências, porém para as aplicações reais isso não é viável e por isso precisa-se de estururas físicas com tamanho finito. Então normalmente quando limita-se o tamanho ou raio maior da antena é utilizado também o princípio do truncamento, fazendo com que as correntes vão decaindo progressivamente no fim da estrutura. Um exemplo de antenas independentes da frequência são as antenas espirais. Nelas para limitar a faixa de frequência e para não ocorrer reflexão das correntes no fim dos braços, que causaria uma perda de performance da antena, após a região ativa, é frequentemente aplicado o truncamento ou seja é fixado o limite do raio maior da antena, o qual pode ser visto na imagem 7.

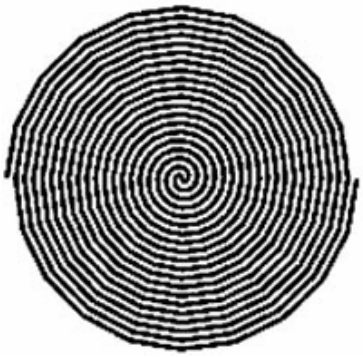
Figura 7 – Espiral arquimerdiana com truncamento aplicado. Fonte:(MASSIOT C. MARTEL, 2013).

Porém, na maioria das vezes, somente utilizar o truncamento não será suficiente para evitar a reflexão das correntes e obter um bom VSWR na antena, por isso são aplicadas técnicas para melhorar o coeficiente de reflexão da antena, o S_{11}.

Algumas antenas independentes da frequência, como as antenas sinuosas e as antenas espirais equiangulares impressas em estruturas planares, podem obedecer ao princípio da autocomplementaridade. Esse princípio estabelece que as regiões metálicas e não metálicas da antena são geometricamente complementares, de modo que, se fosse realizada uma troca entre essas regiões em um meio homogêneo, tanto a geometria quanto a impedância da antena permaneceriam inalteradas. Esse princípio garante que a antena terá uma impedância constante quase independentemente da frequência e caso alterne a parte metálica e não metálica, não muda a impedância da antena (MUSHIAKE, 1996), e além disso pode contribuir para a geometria ser escalar, já que suas propriedades vão se manter ao longo da antena. Nesse princípio é aplicada a equação 2.31 para calcular a impedância de ambas as antenas, com η sendo a impedância característica do meio em que elas podem estar inseridas, o qual é um meio homogêneo (VOLAKIS, 2007):

$$Z_{metal}Z_{nonmetal} = (\frac{\eta}{2})^2. \tag{2.31}$$

Nas imagens 8a e 8b, pode-se ver exemplos da autocomplementaridade aplicada em espirais:



(a) Espiral arquimediana com autocomplementaridade sem truncamento

(b) Espiral equiangular com autocomplementaridade sem truncamento

Figura 8 – Exemplos da autocomplementaridade aplicada. Fonte:(VOLAKIS, 2007).

2.4.1 Antenas espirais

As antenas espirais são um tipo de antena UWB e pertencem à classe das antenas independentes da frequência, já que os seus parâmetros são quase constantes na sua faixa de frequência. Elas têm aplicações em áreas militares, em radares de localização de direção, em satélites, telemetria e outros tipos de comunicação sem fio. Elas são comumente usadas em aplicações que requerem polarização circular com uma alta largura de banda, podendo ter um padrão de radiação bidirecional ou unidirecional dependendo da estrutura física da antena. Nas antenas espirais, a superfície entre duas espirais, uma interna e outra externa, formam um braço. O número mínimo de braços necessários em uma antena espiral para ser usada em aplicações banda larga é de dois, contudo podem ser utilizados mais braços, a depender dos requisitos aplicados a antena.

O princípio de truncamento em antenas espirais faz com que a largura dos braços reduza progressivamente no fim da abertura. A fim de obter um padrão de radiação unidirecional, pode ser inserido um plano de terra abaixo da antena espiral.

Existem diversos modelos de antenas espirais e elas podem ser fabricadas de diveras maneiras, como sendo planares impressas em um substrato, impressas ao redor de uma estrutura cônica, entre outros. Dentre as antenas espirais, existem os dois modelos principais, mais utilizados e mais conhecidos: as arquimedianas e as equiangulares. Geralmente, a maioria das aplicações usam antenas espirais planares que são antenas compostas por uma camada condutora, no caso das espirais os braços da antena que são de cobre e tem uma configuração plana, colocada sobre um substrato em formato plano.

As antenas espirais operam no princípio da teoria de banda (VOLAKIS, 2007). Essa teoria descreve como a espiral utiliza sua geometria para obter uma desempenho

banda larga ou seja ela irradia de uma região ativa onde cada parte da volta/circuferência da espiral é um comprimento de onda, resultando em vários comprimentos de onda ao longo da antena.

Cada modo de operação na antena espiral possui uma região ativa ou seja a região onde irradia aquele modo relativo a cada frequência. A região ativa do modo é onde a energia relativa ao modo irradia de maneira mais eficiente.

O modo de operação é determinado pelo número de braços da antena e pela progressão de fase entre os braços da antena. Em um determinado modo de operação m, a progressão de fase de uma espiral com N braços é $\frac{360 \cdot m}{N}$. Para ser possível irradiar mais de um modo na antena espiral, ela precisa ter ao menos três braços. A quantidade de modos de operação em uma antena espiral é definida como N-1. Além disso, para se ter mais de um modo, é preciso que após a primeira região ativa, ainda exista uma quantidade de energia considerável e um tamanho suficiente para suportar outros modos de operação, sendo assim, para se alcançar mais de um modo é necessário ter uma abertura, tamanho físico da antena suficiente para isso, ter que lidar com a complexidade de se ter mais terminações de braços e lidar com uma complexidade maior para a alimentação da antena, o que acaba sendo um dos motivos pelos quais as antenas espirais de dois braços são mais utilizadas.

Antenas espirais que aplicam o princípio da autocomplementaridade, citado em 2.4, e operam em mais de um modo tem a sua impedância de entrada alterada por isso. Sendo necessário utilizar a equação 2.32 derivada por Deschamps, para calcular a impedância em cada modo da antena:

$$Z_{in} = \frac{\eta}{4\sin(\frac{m\pi}{N})}. \tag{2.32}$$

Definindo a largura de banda de operação, suas frequências: inicial e final, a quantidade de modos que a antena vai operar e os materiais que serão utilizados na fabricação da antena , são feitos cálculos iniciais para determinar uma primeira estimativa do raio menor r_0 e o raio maior r_1 em antenas espirais com a taxa de expansão a menor que 2. A equação 2.33 leva em conta o modo de operação de menor ordem da antena m_{menor}. Em uma antena espiral o comprimento mínimo da circuferência precisa ser ao menos $m\lambda_g$, já que a região de maior irradiação é finita e está próxima a esse valor, contudo se a circuferência for de $m\lambda_g$, irá acontecer um truncamento nessa região, devido a isso, para espirais com a taxa de expansão menor que 2, é utilizada a equação 2.34 (VOLAKIS, 2007):

$$r_0 = \frac{\lambda_{gfreqmax} m_{menor}}{6\pi}, e \tag{2.33}$$

$$r_1 \geq \frac{(m_{maior} + 0,5)\lambda_{gfreqmin}}{2\pi}. \tag{2.34}$$

Para as equações citadas acima, é utilizado o comprimento de onda guiado λ_g, que é o cálculo do comprimento de onda considerando a influência do material ou meio sobre o qual a antena está inserida, no caso da antena espiral impressa, a influência do substrato sobre o qual a antena está impressa. Para calcular o comprimento de onda guiado é usada a equação 2.35 e para calcular a permissividade diéletrica efetiva do meio ε_{eff} é utilizada a equação 2.36, a qual utiliza a permissividade dielétrica do substrato (ε_r) e a permissividade dielétrica do ar ($\varepsilon_{r(ar)}$):

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}}, e \tag{2.35}$$

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + \varepsilon_{r(ar)}}{2}. \tag{2.36}$$

Uma alta permissividade dielétrica do substrato pode ser usada para diminuir o tamanho da antena, já que ela diminuiria o λ_g, porém isso pode também pode resultar na formação de ondas de superfície, causando perdas na antena (ZHONG GUO-MIN YANG; ZHENG, 2016). Isso causa uma diminuição do raio menor e raior maior da antena espiral.

Além disso, por a onda propagada na antena espiral ser uma onda do tipo rápida e viajante, evita-se altas constantes dielétricas e uma grande espessura do substrato, que podem causar uma desaceleração da onda, fazendo com ela não chegue no fim dos braços, reduzindo o tamanho da região ativa, consequentemente reduzindo a radiação causando perdas significantes na antena, alterando os parâmetros dela, como ganho, razão axial, entre outros, esse comportamento pode ser visto em (SHIRE; SEMAN, 2014), onde são apresentados exemplos que demonstram a variação do tamanho da região ativa de uma antena espiral arquimediana com a mesma geometria, utilizando substratos com diferentes constantes dielétricas e em (MCFADDEN, 2007) mostra a variação da impedância da antena de acordo com diferentes constantes dielétricas.

O comportamento da antena espiral tem grande influência da taxa de expansão, definida por a. Valores menores da taxa de expansão, aproximadamente zero, produzem uma menor razão axial, fazendo assim com que chegue o mais próximo possível de uma boa polarização circular ou seja uma razão axial abaixo ou igual a 3 dB (MCFADDEN, 2007).

A onda gerada por uma antena espiral tem características de uma onda viajante, já que a onda consegue se deslocar, propagar por toda estrutura, nesse caso ao longo de uma larga faixa de frequência. Além disso, a antena também se comporta como uma onda rápida, pois a propagação ao longo da estrutura ocorre com uma velocidade de fase

superior à velocidade da luz no vácuo. Esse comportamento está associado à característica de *leaky wave* (onda vazante), em que o vazamento gradual de energia pelos braços da antena ao longo de sua extensão é responsável pelo processo de irradiação (VOLAKIS, 2007; HIDAYAT RUSHENDRA; RAHIM, 2018).

2.4.1.1 Antena espiral arquimediana

A antena arquimediana é a o tipo de antena espiral mais popular e é uma das mais populares quando se refere a aplicações banda larga. Ela possui uma largura dos braços constante em toda a antena e o espaçamento entre os braços também constante.

A antena espiral arquimediana baseia-se na equação 2.37, sendo a a taxa de expansão, $r_1(\theta)$ o raio maior, r_0 o raio menor e θ é o ângulo progressivo de crescimento:

$$r_1(\theta) = r_0 + a\theta. \tag{2.37}$$

Para definir a taxa de expansão da antena arquimediana, é utilizada a equação 2.38 citada em (SEONG, 2015), sendo w a largura dos braços da antena:

$$a = \frac{2w}{\pi}. \tag{2.38}$$

2.4.1.2 Antena espiral equiangular

Em meados do século XVII ocorreu a primeira menção à espiral equiangular, feita pelo filósofo e matemático francês René Descartes. Porém a primeira menção a antena espiral equiangular só ocorreu em 1957, feita por Victor H. Rumsey, em um artigo sobre antenas independentes de frequência (RUMSEY, 1957).

A espiral equiangular, também conhecida como espiral logarítmica, é baseada na equação polar 2.39 , com raio r em função do ângulo progressivo de crescimento θ, dado em radianos, sendo a a taxa de expansão:

$$r(\theta) = e^{a\theta}. \tag{2.39}$$

Já a antena espiral equiangular baseia-se na equação 2.40, sendo o r_0 o raio menor da antena ou a distância entre as portas, θ o ângulo de crescimento progressivo da antena, r_1 a distância radial do centro ou raio maior da antena e a a taxa de expansão.

$$r_1(\theta) = r_0 e^{a\theta}. \tag{2.40}$$

Como não se pode ter espirais de dimensões infinitas, é definida uma equação 2.41 de acordo com (BALANIS, 2005) para calcular o comprimento máximo ou total L que uma espiral equiangular pode ter:

$$L = r_1 - r_0\sqrt{1 + \frac{1}{a^2}}. \tag{2.41}$$

É importante observar que nas antenas espirais equiangulares, diferente das arquimedianas, a largura dos braços e o espaçamento entre os braços vão aumentando progressivamente ou logaritmicamente.

2.4.2 Alimentação da antena

A antena espiral gera somente um tipo de polarização a partir da sua alimentação.

No caso mais comum, em que a antena possui dois braços, há dois terminais, e a distribuição das correntes entre eles é defasada em 180º. Com o aumento do número de braços da antena, o que normalmente acontece quando a antena opera em mais de um modo, a distribuição das correntes pode apresentar diferentes defasagens.

Uma linha balanceada tem dois condutores com a mesma amplitude nos sinais elétricos e diferença de fase entre eles de 180°. Uma linha desbalanceada tem um condutor e um terra, no qual a corrente não balanceada percorre o plano de terra, como acontece em um cabo coaxial. As antenas espirais com pelo menos dois braços funcionam com alimentações através de linhas balanceadas, tornando-as meios balanceados.

Sendo assim, precisam ser alimentadas no seu centro por linhas balanceadas.

As linhas de fita paralelas de dupla face ou *double-sided parallel strip line* são estruturas balanceadas representadas por linhas condutoras de mesma largura como visto na figura 9.

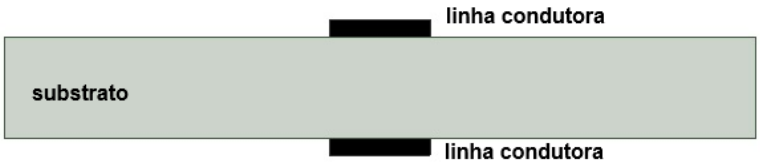


Figura 9 – Representação de linhas de fita paralelas de dupla face.

Sendo assim, as linhas de fita paralelas de dupla face são uma boa opção para para alimentar diretamente as antenas espirais. Elas se conectam ao centro da espiral, que possui uma impedância de entrada que varia de 130 a 200Ω.

Entretanto, os conectores coaxiais tradicionais possuem impedância de 50Ω, além de serem estruturas desbalanceadas. Por isso é necessário, utilizar uma estrutura de transição entre as linhas de fita paralelas de dupla face e o conector coaxial.

Para conectar um conector coaxial às linhas de alimentação da antena conectada ao centro da antena espiral podem ser utilizadas tanto técnicas envolvendo linhas de

transição entre meios balanceados e não balanceados, como também transformadores de impedância. Tudo vai depender da aplicação, do tamanho, do custo e da complexidade que pode ser inserida na antena.

As técnicas mais aplicadas em antenas espirais impressas de dois braços são os baluns do tipo *taper*, os baluns do tipo *Marchand* como linhas de transição, e os acopladores híbridos de 180° entre os conectores coaxiais e a porta de alimentação ou porta de entrada da antena espiral (VOLAKIS, 2007).

O balun é utilizado no casamento de impedância de uma linha ou meio não balanceado com uma linha ou meio balanceado, permitindo a conexão entre elas. A representação do balun pode ser vista na figura 10.

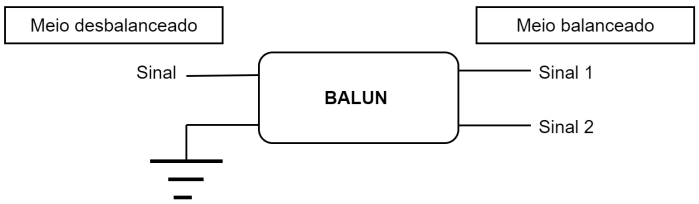


Figura 10 – Representação de um Balun.

Um dos baluns mais usados em antenas espirais é o Balun do tipo *taper* impresso porque ele fornece uma transformaçao de impedância em uma larga faixa de frequência. Ele é formado por duas linhas paralelas que vão afunilando ao longo do comprimento do balun.

Esse Balun do tipo *taper* impresso pode ser classificado de acordo com o tipo de *taper* que é usado. Podendo ser eles do tipo: linear, exponencial, triangular e Klopfenstein. Existem várias razões para escolher qualquer um deles, mas as principais razões são a simplicidade da fabricação e o fato da transição ser o mais suave possível, não causando transições abruptas entre as impedâncias. Em antenas espirais os baluns mais utilizados são do tipo *taper* impresso Klopfenstein porque ele tem a vantagem de ter um coeficiente de reflexão baixo ao longo da faixa de frequência que ele opera e tem um tamanho reduzido comparado aos outros tipos (RIZVI, 2012).

Em balun do tipo *taper* Klopfenstein, a variação da impedância com a distância z ao longo do comprimento L do Balun do tipo taper é dado por 2.42, com $0 \leq z \leq L$, utilizando 2.43 para o cálculo, sendo $|x| \leq 1$ e $I_1(x)$ é a função de Bessel modificada.

$$\ln Z(z) = \frac{1}{2}\ln(Z_o Z_L) + \frac{\Gamma_0}{\cosh A} A^2 \phi(\frac{2z}{L} - 1, A) \tag{2.42}$$

$$\phi(x,a) = -\phi(-x,a) = \int_0^x \frac{I_1(A\sqrt{1-y^2})}{\sqrt{1-y^2}} dy \tag{2.43}$$

O coeficiente de reflexão do Balun do tipo *taper* Klopfenstein é dado por 2.44 e o ripple máximo é dado por 2.45, sendo a banda passante $\beta L \geq A$:

$$\Gamma_0 = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \approx \frac{1}{2} \ln(\frac{Z_L}{Z_0}), e \tag{2.44}$$

$$\Gamma_m = \frac{\Gamma_0}{\cosh A}. \tag{2.45}$$

O comprimento do balun do tipo *taper* impresso é definido por sua menor frequência de operação. O comprimento do balun é dado por 2.46, a fim de garantir que a transformação de impedância ocorra ao longo do balun:

$$L_{balun} \geq \frac{\lambda_{gfreqmin}}{4} \tag{2.46}$$

Normalmente é empregado nos baluns o substrato mais fino possível para não sofrer com a influência das ondas de superfície (BAH; GUO, 2007).

A arquitetura de um Balun do tipo *taper* impresso Klopfenstein é visto na figura 11.

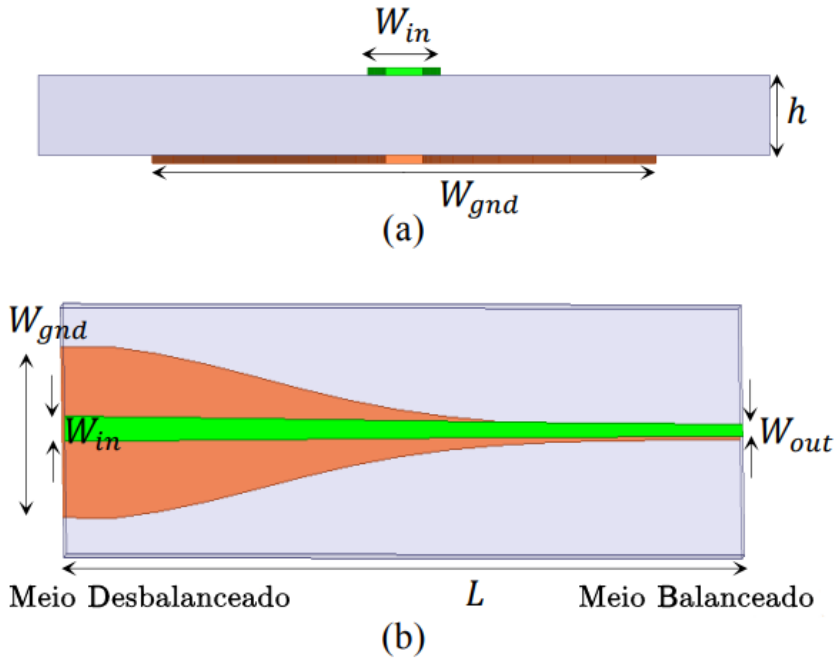


Figura 11 – A arquitetura de um Balun do tipo *taper* impresso Klopfenstein. Adaptado de: (BAH; GUO, 2007).

O balun do tipo *Marchand* é um balun impresso que possui três linhas de transmissão e três portas, uma de entrada e duas de saída. Ele tem um toco em circuito aberto

com comprimento de $\frac{\lambda}{2}$ conectado na porta de entrada e nas outras duas portas de saída, cada uma tem um toco em curto circuito com comprimento de $\frac{\lambda}{4}$ conectados a elas. Esses tocos em curto circuito são um par de linhas acopladas que dividem o sinal da linha do toco em circuito aberto em dois sinais com a mesma amplitude e com fases opostas. O balun do tipo *Marchand* pode ser feito em uma única camada de circuito impresso porém para uma aplicação UWB precisaria ter dimensões muito pequenas e isso afetaria o acoplamento das linhas, por isso para aplicações UWB, o circuito do balun do tipo *Marchand* deverá ser projetado e fabricado em uma PCB com multi camadas (HAMMED, 2015).

A arquitetura de um balun do tipo *Marchand* impresso pode ser vista na figura 12:

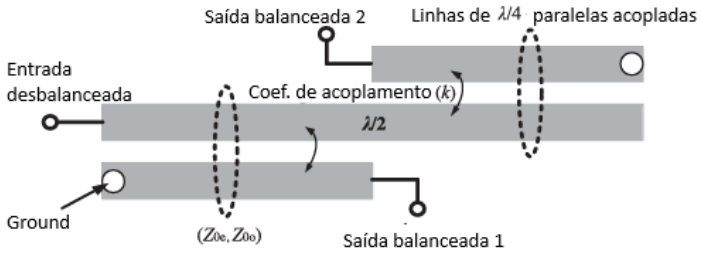


Figura 12 – Arquitetura de um balun do tipo *Marchand* impresso

Em antenas espirais uniplanares existe a alimentação feita por uma CPW (*coplanar waveguide*) em um único plano como se pode ver nos trabalhos (GHASSEMI KEWU; BORNEMANN, 2011), (A.H.YAHIA; GAD, 2012) e (ISLAM ZEESHAN AHMED, 2019). Nesses casos, a CPW tem uma configuração simples por ser uniplanar, consegue manter uma grande largura de banda, tem uma fácil integração na alimentação das antenas espirais uniplanares, sem precisar de estruturas mais complexas como baluns para o casamento de impedância. A CPW é uma linha de transmissão impressa composta por uma trilha condutora e dois condutores do tipo *ground*, cada um localizado de um lado da trilha, impressos sob um substrato. A estrutura da CPW pode ser vista na figura 13:

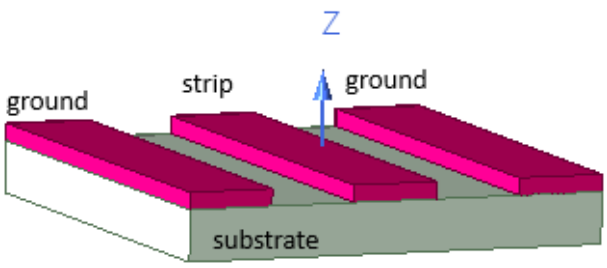


Figura 13 – Estrutura da CPW.

O acoplador híbrido de 180° ou acoplador 3dB é um acoplador direcional que possui quatro portas, pode ser utilizado para combinar sinais ou para dividir um sinal de

entrada em dois sinais de saída de mesma amplitude defasados em 180°. Um dos modelos mais usados de acoplador híbrido de 180° é o em anel ou *rat race* em inglês, como visto na figura 14.

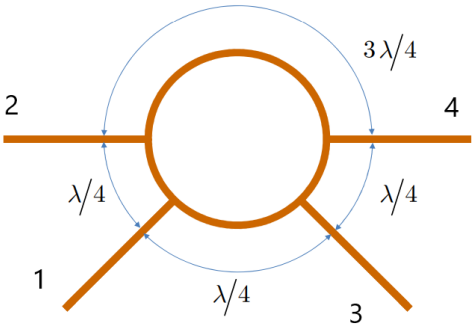


Figura 14 – Acoplador híbrido de 180° em anel.

A matriz de espalhamento do acoplador híbrido de 180° sem perda:

$$[\mathbf{S}] = \frac{-j}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

Usando a figura 14 como referência. De acordo com a matriz de espalhamento do acoplador híbrido de 180°, no caso de ter uma alimentação de antena espiral pode ser aplicado um sinal porta 4, o qual se divide em outras duas componentes com a defasagem de 180º, nas portas 2 e 3 e a porta 1 é uma porta isolada ou pode ser aplicado um sinal a porta 2, o qual se divide em outras duas componentes com a defasagem de 180º, nas portas 1 e 4 e a porta 3 é uma porta isolada.

2.4.3 Terminação

Mesmo após a região ativa, ainda existirão algumas correntes residuais que irão refletir no fim dos braços da antena.

A reflexão das correntes que chegam ao final dos braços é um fenômeno comum em antenas espirais que afeta principalmente o desempenho nas baixas frequências, aumentando as componentes cruzadas nelas e piorando o razão axial. Mesmo quando o truncamento é aplicado, essas reflexões ainda ocorrem e podem variar de acordo com a estrutura da antena. Em particular, antenas com cavidades metálicas ocas aumentam essas reflexões.

Devido a isso, podem ser aplicadas diversas técnicas para melhorar o casamento de impedância e a razão axial no fim dos braços. Uma técnica comum dentre as que existem

é aplicar uma carga resistiva, podendo ser utilizados componentes eletrônicos discretos, na terminação dos braços, ou fazer uma terminação com braços extendidos, em formato helicoidal em torno da cavidade da antena. Em (ZHONG GUO-MIN YANG; ZHENG, 2016), é possível observar a combinação de uma carga resistiva com resistores adicionais e a extensão dos braços da antena.

Além disso existem outras técnicas como utilizar um material absorvedor dentro da cavidade, abaixo da terminação, pintura absorvedora, transformadores de impedância, anel de material metálico combinado com componentes discretos.

2.4.4 Cavidade

A antena espiral irradia bidirecionalmente porque naturalmente possui uma simetria no diagrama de radiação. Já que na maioria das aplicações das antenas espirais requisita-se que ela atue somente em um tipo de polarização circular, RHCP ou LHCP, são então introduzidas cavidades com perdas atrás das antenas. Apesar disso aumentar o peso, custo da antena e o tamanho, é necessário para se obter somente um tipo de polarização circular.

Existem diversos tipos de configuração de cavidade, como as somente metálicas, as com materiais absorvedores, as cavidades compostas com vários tipos de materiais, podendo ser eles metálicos, absorvedores, espumas, ar, entre outros.

As cavidades exclusivamente metálicas ou refletoras são comumente usadas. A parte inferior da cavidade metálica reflete a energia que seria irradiada para trás, tornando-a unidirecional. Porém impactam negativamente a impedância da antena ao longo da abertura, a razão axial e o ganho (BAARD; NIKOLOVA, 2020). Essas cavidades introduzem perdas, afetando a eficiência da antena e consequentemente reduzindo o ganho da antena.

Outra maneira de fazer com que a antena seja unidirecional, é ter uma cavidade absorvedora, ou seja, preencher a cavidade com um material absorvedor na cavidade. A inserção desse material absorvedor vai diminuir a eficiência de radiação, porém vai ajudar nas perdas causadas pelas reflexões das corrente no final dos braços da antena e por fim vai atenuar uma das polarizações devido as propriedades do material absorvedor inserido.

Em uma cavidade preenchida com o material absorvedor não pode ocorrer influência do material absorvedor na antena espiral, por isso precisa ter um espaço de ar ou preenchido por um material com características parecidos ao ar, como algumas espumas, entre o material absorvedor ou camadas absorvedoras e a antena impressa para garantir que o campo próximo da antena não sofrerá nenhum tipo de atenuação, mantendo a sua distribuição de correntes. A escolha da inserção de um material abaixo da antena espiral, como espumas, com constantes dielétricas próximas ao ar é melhor estruturalmente, para

obter uma melhor sustentação da antena.

A cavidade precisa ter ao menos $\frac{1}{4}$ do comprimento de onda guiado (λ_g) da maior frequência de profundidade para não se obter nenhuma interferência destrutiva nas frequências da antena e obter o máximo aproveitamento do feixe refletido.

Conclui-se que qualquer configuração de cavidade inserida na antena, afeta o digrama de radiação da antena ou seja afeta o comportamento da antena em campo distante.

2.4.5 Material absorvedor

O material absorvedor eletromagnético é desenvolvido para aumentar a absorção de ondas eletromagnéticas incididas nele, em uma determinada faixa de frequência, independente da sua polarização e direção da onda. Os materiais absorvedores têm diversas aplicações, como em câmaras anecoicas, dispositivos de imageamento, moduladores de fase, redução da seção reta radar, redução da interferência eletromagnética, na melhoria do efeito da cavidade metálica, entre outros (COSTA AGOSTINO MONORCHIO, 2016).

Um material absorverdor eletromagnético ideal não existe. Mas na prática, o seu desempenho é caracterizado por um baixo coeficiente de reflexão na faixa de frequência que ele deseja absorver a onda (AKINAY UMIT GUNES, 2023), podendo ter característica de banda estreira ou banda larga. A sua permissividade elétrica e a permeabilidade magnética podem variar entre materiais absorvedores e são expressas por números complexos, como se pode ver em 2.47 e em 2.48, com ε_0 e μ_0 sendo a permissividade elétrica do vácuo e a permeabilidade magnética do vácuo respectivamente, com ω sendo a frequência angular, σ sendo a condutividade relacionada a permissividade elétrica, $\sigma = \varepsilon_0\varepsilon_r''$ e σ^* sendo a condutividade relacionada a permeabilidade magnética, $\sigma^* = \sigma_0\sigma_r''$.

$$\varepsilon = \varepsilon_0\varepsilon_r' - j\frac{\sigma}{\omega} \tag{2.47}$$

$$\mu = \mu_0\mu_r' - j\frac{\sigma^*}{\omega}. \tag{2.48}$$

Ele pode ser classificado de acordo com a sua estrutura, pelo seu material e pela faixa de frequência absorvida. Normalmente são aplicados materiais magnéticos como ferrite, resistores metálicos e materiais de carbono em absorvedores eletromagnéticos (AKINAY UMIT GUNES, 2023).

Uma propriedade importante para o material absorvedor e materiais usados em RF no geral é a tangente de perdas ou fator de dissipação, $\tan\delta$. Ela precisa ter um valor alto e é calculada usando a componente real e a componente imaginária da permissividade elétrica $\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon''$ pela equação 2.49:

$$\tan \delta = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \tag{2.49}$$

Um material absorvedor para aplicações banda larga não deve somente ter um baixo coeficiente de reflexão na faixa de frequência desejada, ele também deve ser leve, ter o tamanho necessário para aplicação, baixo custo e ter boa durabilidade. Apesar das características absorvedoras do material variarem muito com as dimensões do material, os fabricantes já vendem os materiais absorvedores com dimensões determinadas (RAHMAN ANJALI SHARMA; CHEUNG, 2011).

Com o material absorvente eletromagnético dentro de uma cavidade, o objetivo é aumentar a absorção eletromagnética do modo de operação específico dessa cavidade, entretanto existem algumas ressalvas do seu uso em algumas aplicações pois ele reduz o ganho da antena, já que quando absorvida a onda eletromagnética, ela é convertida em calor, reduzindo a eficiência da antena e consequentemente reduzindo o seu ganho (S, 2015).

Nas antenas espirais, eles são usados dentro das cavidades para que a antena alcance a unidirecionalidade e para evitar que a energia refletida para dentro da cavidade afete de forma negativa o feixe unidirecional que está sendo gerado, isso afeta a razão axial da antena, reduzindo-a e assim melhorando a qualidade da polarização circular da antena. Em algumas aplicações se utiliza somente um tipo de material absorvedor dentro da cavidade e em outras se utiliza a combinação de várias materiais absorvedores. O seu formato dentro da cavidade também pode variar, por exemplo existem aplicações com absorvedores em formato de *honeycomb* (SEONG, 2015), outras em formato de anel, um arco, dois arcos, entre outros.

Uma maneira de aumentar a largura de banda do material absorvedor é usar várias camadas de diferentes materiais dielétricos (RAHMAN ANJALI SHARMA; CHEUNG, 2011).

2.5 Sistemas de radares passivos aplicados à guerra eletrônica

Sistemas de radares passivos não transmitem em nenhuma frequência ou seja não emitem nenhuma onda eletromagnética. Eles somente recebem ondas eletromagnéticas emitidas por outros emissores, fazendo assim uma detecção passiva. Esse tipo de radar é encontrado em aplicações de Guerra Eletrônica.

A Guerra eletrônica é um campo envolvendo as atividades militares que utilizam do ambiente ou espectro eletromagnético para obter informações de outras plataformas, podendo ser inimigas ou não, as quais podem ajudar na sua própria defesa.

Na área da guerra eletrônica, a depender da aplicação, pode acontecer uma combinação de sistemas de radares passivos em um só sistema.

2.5.1 Sistemas localizadores de direção

Sistemas localizadores de direção, DF ou *Direction Finding* em inglês, são usados para identificar a direção de onde está vindo um sinal ou emissor. Eles podem ter diversas aplicações, como serviços de navegação por rádio, serviços de posicionamento usando satélites, como GPS, serviços de busca e salvamento, sistemas de guiamento de armamento e artilharia, sistemas de alerta ou sistemas ESM (*Electronic Support Measure*), radioastronomia e antenas inteligentes (VOLAKIS, 2007).

Para a aplicação de localizador de direção é preciso ter um arranjo de antenas, um receptor para amplificar os sinais recebidos, um meio de processar o sinal onde vai ser aplicado o algoritmo que vai caracterizar o sinal, filtros e um display para o operador do sistema.

Sistemas localizadores de direção com arranjos de antenas, quando aplicado o seu algoritmo para demodular o sinal, calculam *Line of Bearings* (LOBs) (VOLAKIS, 2007), que mostram a direção da onde os sinais estão vindo. Com várias LOBs sendo traçadas próximas a um local ou seja com a combinação delas, o algoritmo percebe que existe um emissor nessa região e consegue traçar a sua posição, ou uma região de probabilidade que esse emissor se encontra, representando isso com sinais fixos.

Para sistemas DF existem os métodos mais básicos que são baseados nas características do arranjo de antenas dos receptores. Eles são: TDOA (*Time Difference Of Arrival*), interferometria por fase e guiamento. O método TDOA é feito com base na variação de tempo em que cada receptor recebe o sinal, ou seja, os receptores têm distâncias conhecidas entre si, por isso cada receptor recebe o sinal em um momento. Para se obter o DOA (*Difference Of Arrival*) são necessários no mínimo dois receptores em lugares diferentes e conhecidos, já que o cálculo do DOA é feito usando a distância entre as antenas. A interferometria por fase, calcula o DOA pela diferença de fase do mesmo sinal em cada receptor, sendo que os receptores também tem uma distância conhecida entre eles. No guiamento ou *homing*, o DOA é determinado por uma varredura inicial em todas as direções que após o momento que consegue captar o sinal do transmissor, e saber o DOA dele, uma antena focaliza no transmissor (PARK CDT NOLAN PEARCE1, 2021).

2.5.2 Sistemas ESM

Sistemas ESM ou *Electronic Support Measures* em inglês são sistemas de inteligência militar atuando na vigilância, detectando e coletando todos os sinais recebidos dos

emissores, não somente inimigos, ameaças, como também radares conhecidos, aliados.

Sistemas ESM ou *Signal Intelligence* (SIGINT) têm dois tipos principais: o COMINT e o ELINT. O COMINT ou inteligência de comunicações foca na interceptação de comunicações por voz ou texto, as quais podem conter informações importantes em um cenário de guerra eletrônica e o ELINT ou inteligência eletrônica foca na interceptação e análise dos sinais provenientes de irradiações eletromagnéticas como os de radares, nos mísseis guiados, sistemas de mira e controle de incêndio, exceto as irradiações destinadas as comunicações, as provocadas por detonações nucleares e as vindas de fontes radioativas, fornecendo a localização do emissor, analisando o tipo de emissor, tendo alguns tipos de emissores já classificados na sua biblioteca, fornecendo alertas para caso o emissor seja uma ameaça ou ocorra algumas das situações já classificadas e seja preciso utilizar algum tipo de contramedida eletrônica. Por exemplo o direcionamento de mísseis para aeronaves, navios ou veículos terrestres (ŽÁK, 2017).

Sistemas ELINT utilizam técnicas de localização de direção para determinar a origem de sinais emissores ou de ondas de rádio, por meio da estimativa do ângulo de chegada DOA (*Direction of arrival*). Esses sistemas desempenham um papel fundamental na detecção e identificação de ameaças, contribuindo para a proteção contra radares inimigos. Podem ser empregados tanto em plataformas terrestres quanto aéreas, como em aeronaves militares.

Ao passar por certos trajetos, usualmente sistemas ESM/ELINT armazenam ou gravam os sinais coletados naquele ambiente eletromagnético em uma base de dados para ele já ter o conhecimento de quais os sinais são esperados naquele ambiente eletromagnético e caso um emissor já identificado apareça em um diferente eletromagnético, ele já está categorizado em uma biblioteca ou base de dados.

A escolha da antena usada em um sistema ESM DF depende das necessidades do sistema, como a precisão, segurança, largura de banda. Usualmente são antenas que operam em uma ultra banda larga, para poder captar o máximo de emissores possível. O modelo mais comum aplicado em sistemas ESM DF são as antenas espirais planares e as antenas log-periódicas. Os sistemas de DF podem ser do tipo que usa comparação de amplitude ou do tipo comparação de fase do sinal (NERI, 2006).

O ambiente eletromagnético em que um sistema ESM atua pode ser um ambiente complexo e muito denso em sinais eletromagnéticos. Entretanto, é preciso obter a maior precisão possível sobre as características desse sinal para conseguir identificar e classificar esses sinais.

Um sistema ESM/ELINT normamelmente consegue medir a frequência, a potência, o DOA ou AOA, o TOA, PRI, o tipo de Intervalo de Repetição de Pulso, largura de pulso, o tipo de scan e taxa e a largura do feixe de sinais emissores com radares de

sinais pulsados, podendo alguns sistemas mais modernos medir essas características para emissores com radares de sinais de onda contínua. Dependendo do sistema ESM/ELINT, é provável que a quantidade das características fornecidas sobre o emissor aumente ou diminua (DVN SCOTT O'NEILL, 2013).

O Radar ESM/ELINT é um radar embarcado usado para guerra eletrônica aplicado na grande maioria das aeronaves militares. Normalmente utilizam a faixa de frequência de 2 a 18 GHz, fazendo com que seja um sistema UWB (RUI-JIA, 2014).

2.5.3 Sistemas RWR

Sistemas RWR são predominantes em aeronaves militares, fornecem uma consciência situacional do ambiente eletromagnético e recebem todos os sinais que estão sendo emitidos no ambiente eletromagnético aplicado no momento, independente de serem sinais emitidos em solo ou em ar como mísseis ar-ar ou mísseis ar-terra, outras aeronaves, detectando e identificando quais são os sinais de radar que são ameaça a grandes distâncias por meio da sensibilidade do receptor (GEE, 2012).

Um sistema RWR tem a capacidade de detectar e identificar vários tipos de sinal radar através do lóbulo principal desses radares, utilizando de antenas de baixo ganho e receptores de baixa sensibilidade. Esse sistema recebe sinal de todas as direções e de diversos tipos, por isso as antenas tem uma grande largura de feixe e uma grande faixa de frequência de operação (ADAMY, 2004).

Com a identificação de ameaças através do uso dos sistemas RWR, normalmente são acionadas as contramedidas, quando disponíveis na aeronave, como o *chaff*, *flare* e *jamming*. Essas cotramedidas são acionadas para o despitamento contra ataques inimigos.

Os sistemas ESM focam em uma precisão maior da localização do emissor fazendo a inteligência do sinal e os sistemas RWR fornecem uma estimativa da localização do emissor. Sendo assim o sistema RWR fornece uma localização menos precisa em comparação aos sistemas ESM. Outra diferença dos sistemas ESM é que não é comum sistemas RWR gravarem os sinais identificados durante o seu uso.

Em aeronaves, usualmente um sistema RWR é composto por várias antenas banda larga localizadas em torno do avião que atuam recebendo os sinais eletromagnéticos provenientes de diversas fontes.

3 Metodologia

3.1 Desenvolvimento do sistema

3.1.1 Projeto

Por a antena escolhida para o projeto ser uma antena utilizada em sistemas de radares de deteccção passiva em aeronaves militares, a faixa de frequência de operação escolhida para o projeto é de 2 a 18 GHz, a qual é uma faixa de frequência comumente utilizada para esse tipo de aplicação. Essa faixa de frequência é escolhida a fim de detectar o maior número de irradiações eletromagnéticas e por ser uma faixa de frequência usualmente utilizada pela indústria em antenas desse tipo de aplicação.

A impedância de entrada da antena espiral não é compatível com a impedância da maioria dos conectores que é de 50Ω ou 75Ω. Por isso é necessário a implementação de um transformador de impedância.

Dessa maneira, a antena do projeto tem alguns elementos que são definidos para alcançar a melhor perfomance em uma antena banda larga que opera de 2 a 18 GHz. Elementos principais são a antena espiral composta pelos elementos irradiadores ou os braços e pelo substrato escolhido, a configuração da cavidade que suporta essa antena espiral e o balun para casamento de impedância.

3.1.1.1 Antena espiral

A antena escolhida para operar em um radar de detecção passiva embarcado em uma aeronave militar necessita de uma polarização circular, uma banda ultra larga, não é necessário ter um alto e constante ganho em toda a faixa de frequência, devido aos receptores utilizados nos radares de detecção passiva amplificarem o sinal recebido. Visto isso, a antena espiral projetada busca cumprir com esses requisitos.

Os objetivos com essa antena são: ter um tipo de polarização circular, a operação em uma larga faixa de frequência, um coeficiente de reflexão igual ou menor que -10 dB nessa faixa de frequência, um ganho que seja positivo em toda a faixa de frequência e uma razão axial acima de 3 dB em toda a largura de banda, para garantir uma polarização circular em toda a banda.

A quantidade de braços da antena espiral é de dois braços por ser a quantidade de braços mais utilizada nos projetos, por seu nível de complexidade para alimentação ser menor e ser o suficiente para a antena ter um modo. A antena vai operar em um modo somente, a fim de diminuir a complexidade que a superposição de modos acarreta em uma

antena espiral e por causa disso a progressão de fase na antena é dada por 3.1:

$$\Phi = 360^\circ \frac{m}{N} = 360^\circ \frac{1}{2} = 180^\circ \tag{3.1}$$

Com isso a resultante da progressão de fase necessária para alcançar somente um modo na antena espiral é $M_1 = \{0{\cdot}\Phi,\ 1{\cdot}\Phi\} = \{0^\circ,\ 180^\circ\}$. Então os braços estarão defasados em 180° ou seja vão ser dois sinais, um em cada braço, com mesma amplitude porém defasados em 180°.

A configuração planar é a mais utilizada em antenas espirais. Na configuração planar os elementos irradiantes estão sobre uma superfície plana. No caso do projeto, os elementos são os braços da antena e eles estão impressos utilizando a tecnologia de microfita em um substrato dielétrico. O comportamento e tamanho da antena são influenciados pela constante dielétrica desse substrato, tanto que em algumas aplicações são utilizados substratos com alta constante dielétrica para miniaturizar a antena, o que ocasiona muitas perdas. Contudo o foco do projeto nao é miniaturizar ao máximo possível as antenas espirais projetadas e sim obter a melhor perfomance possível da antena dada a aplicação aeronáutica. Levando em consideração as características do projeto da antena espiral, as propriedades do substrato, como constante dielétrica ou permissividade dielétrica relativa, tangente de perdas e espessuras disponíveis desse substrato, foi escolhido o substrato Rogers Duroid 5880 que tem suas propriedades descritas em 1:

Tabela 1 – Propriedades do Rogers Duroid 5880

Propriedade	**Símbolo**	**Valor**
Permissividade dielétrica relativa	ε_r	2,2
Tangente de perdas	tanδ	0,009 @10GHz
Espessura	h	0,127-1,575mm

O substrato dielétrico Rogers Duroid 5880 escolhido tem uma baixa constante dielétrica e uma baixa tangente de perdas que vão ajudar na performance da antena, oferecendo um melhor desempenho no ganho, diagrama de radiação e casamento de impedância da antena. A espessura do material escolhida para o projeto é a de 0,787mm.

Com a escolha do substrato e das frequências, calcula-se os comprimento de onda guiados da frequência menor e da frequência maior com as equações 3.2 e 3.3:

$$\lambda_{gfreqmin} = \frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} = \frac{\frac{c}{freq_{menor}}}{\sqrt{\frac{\varepsilon_r + \varepsilon_{r(ar)}}{2}}} \equiv 118.59\,\text{mm} \tag{3.2}$$

$$\lambda_{g\,freq_{max}} = \frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} = \frac{\frac{c}{freq_{maior}}}{\sqrt{\frac{\varepsilon_r + \varepsilon_{r(ar)}}{2}}} \equiv 13.18\,\text{mm} \tag{3.3}$$

O tamanho da antena ou os raios da antena vão ser calculados levando em conta que ela só vai operar em um modo e os seus lambda guiados. As equações 3.4 e 3.5 apresentam o cálculo do raio menor e o raio maior da antena:

$$r_0 = \frac{\lambda_{gfreqmax} m_{menor}}{6\pi} = 0,699\,\text{mm}, e \tag{3.4}$$

$$r_1 \geq \frac{(m_{maior} + 0,5)\lambda_{gfreqmin}}{2\pi} = 28,310\,\text{mm}. \tag{3.5}$$

As espirais arquimedianas e equiangulares tem um comportamento semelhante, por isso algumas vezes são combinadas na mesma geometria em uma antena espiral. O tipo de espiral escolhido para o projeto foi a espiral arquimediana devido a sua menor complexidade na geometria e facilidade na alimentação da antena.

A antena do projeto segue o princípio da autocomplementaridade, sendo assim uma antena autocomplementar, para garantir uma impedância constante em toda a geometria. Com a geometria da antena sendo composta por dois braços e com a escolha de modos de operação da antena, calcula-se a impedância de entrada, que é a impedância de toda a geometria da antena:

$$Z_{in} = \frac{\eta}{4\sin(\frac{m\pi}{N})} = \frac{377}{4\sin(\frac{1\pi}{2})} = 133,30\Omega \tag{3.6}$$

Na geometria escolhida da antena espiral arquimediana autocomplementar, o valor da largura dos braços da antena $w_{braços}$ e o valor do espaçamento entre os braços $s_{braços}$ é igual o valor do raio inicial da antena, como pode ser visto na figura 15.

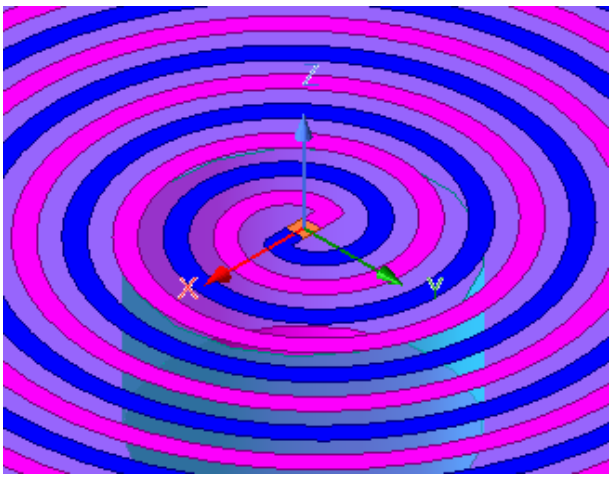


Figura 15 – Centro da antena espiral

Definida a largura dos braços da antena $w_{braços}$, é possível calcular a taxa de expansão a:

$$a = \frac{2w_{braços}}{\pi} = 0,445\text{mm/rad} \tag{3.7}$$

Usando a equação da antena arquimediana é projetada uma espiral referente a parte interna do braço, seguindo a equação 3.8, e é projetada uma espiral referente a parte externa do braço, seguindo a equação 3.9:

$$r_1(\theta) = r_o + a\theta = r_o + (\frac{2w_{braços}}{\pi})\theta \tag{3.8}$$

$$r_1(\theta) = r_o + w_{braços} + a\theta = r_o + w_{braços} + (\frac{2w_{braços}}{\pi})\theta \tag{3.9}$$

Para calcular o número de voltas de uma antena espiral arquimediana N é preciso isolar o θ , usando a equação 3.10 e em seguida é feito o cálculo do número de voltas da antena espiral arquimediana 3.11:

$$\theta = \frac{r_1(\theta) - r_o}{a} = \frac{r_1(\theta) - r_o}{\frac{2w_{braços}}{\pi}} \tag{3.10}$$

$$N = \frac{\theta}{2\pi} = 9,875\,\text{voltas} \tag{3.11}$$

Para as terminações dos braços, pode ser utilizado o truncamento nas antenas espirais. Porém, o truncamento não garante um coeficiente de reflexão baixo e um ganho maior que zero em baixas frequências.

Dessa maneira, no atual projeto, é aplicada uma terminação resistiva composta por estruturas helicoidais com 4 voltas do material condutor elétrico perfeito no fim dos braços, a fim de simular o comportamento de um metal mas sem tornar a simulação mais complexa. É escolhido esse tipo de terminação porque esse tipo de terminação não acrescenta muito peso a estrutura e também as correntes vão decaindo progressivamente, sem afetar o diagrama de radiação nas baixas frequências. Essas terminações podem ser vistas na figura 16.

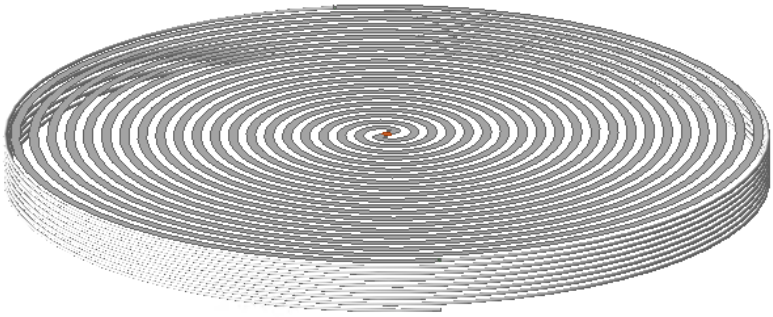


Figura 16 – Terminações helicoidais nos braços da antena

3.1.1.2 Cavidade

Como em radares de detecção passiva as antenas espirais usualmente só possuem somente um tipo de polarização circular, é então introduzida uma cavidade que apoia a antena espiral impressa, fazendo com que a antena do projeto seja unidirecional.

A cavidade precisa ter uma profundidade de pelo menos $\frac{1}{4}\lambda_g$ da menor frequência. Desse modo, com a escolha do substrato e da faixa de frequência de operação da antena, o valor mínimo da cavidade no projeto deve ser de 29,65mm.

A topologia escolhida para a cavidade no projeto é similar a apresentada no trabalho de (SAKOMURA D. B. FERREIRA; NASCIMENTO, 2018). O trabalho ressalta a importância da cavidade metálica para garantir a boa performance do balun projetado no trabalho, além disso o trabalho utiliza uma cavidade de alumínio preenchida pelo material absorvedor ECCOSORB LS-22, por uma espuma Divinycell H60 para sustentar a espiral e pelo material Polytec 1000 para isolar o balun.

A topologia adotada para a cavidade é de uma cavidade de alumínio preenchida pelo material absorvedor ECCOSORB LS-22 e a espuma Divinycell H45, a qual foi escolhida no lugar da Divinycell H60 por possuir uma constante dielétrica menor. Além disso, existe um balun na cavidade e a priori ao redor dele não tem nenhum material para não ocorrer perdas devido a influência de outros materiais no balun.

O material absorvedor ECCOSORB LS-22 é uma espuma a base de carbono com alta perda, baixa densidade e muito flexível. Suas propriedades podem ser vistas nas tabelas 2 e 3:

O Divinycell H45 é escolhido como material para apoiar o substrato que possui os braços impressos, devido a ele possuir uma constante dielétrica próxima a constante dielétrica do ar, ter uma densidade baixa e boas propriedades mecânicas. Suas propriedades podem ser vistas em 4.

Tabela 2 – Propriedades do ECCOSORB LS-22. Fonte: (EC ENGINEERING K.K, 2019).

Frequência	ε'	ε''	**Attenuation(dB/cm)**	**Insertion Loss (dB/in)**
1 GHz	6,5	2,6	0,91	5,3
3 GHz	2,2	2,4	4,0	10
10 GHz	1,6	0,9	6,3	16,02
100 GHz	1,5	0,092	6,8	17

Tabela 3 – Propriedades do ECCOSORB LS-22. Fonte: (EC ENGINEERING K.K, 2019).

Parâmetro	**Valor**
Temperatura de serviço (ºF)	-94 a 200
Cor	preto
μ'_r	1,0
Densidade	$32kg/m^3$

Tabela 4 – Propriedades do Divinycell H45. Fonte: (Diab, 2023).

Parâmetro	**Valor**
Constante dielétrica	1.05
Tangente de perdas	0,0002
μ'_r	1,0
Densidade	$48kg/m^3$

3.1.1.3 Alimentação

Para alimentar o centro da antena espiral são escolhidas as linhas de fita paralelas de dupla face, devido a sua estrutura balanceada.

Devido à necessidade de uma estrutura de transição entre uma estrutura desbalanceada e uma estrutura balanceada e de casamento de impedância do projeto, dentre os tantos tipos de métodos para o casamento de impedância, no atual projeto, o método escolhido é o do Balun do tipo *taper* impresso Klopfenstein.

O atual projeto não tem o intuito de simular o comportamento do conector coaxial em conjunto com a antena. Dessa forma, o projeto considera que a antena é alimentada por um conector coaxial de impedância de 50Ω e os cálculos são feitos com base nesse valor.

O valor calculado do comprimento do Balun L_{balun} deve ser ao menos de:

$$L_{balun} \geq \frac{\lambda_{gfreqmin}}{4} = 29,65\,\text{mm}. \tag{3.12}$$

Com isso, o comprimento do Balun é de 47,37 mm, o qual é um valor maior que $\frac{\lambda_{gfreqmin}}{4}$.

O Balun é projetado para obter o casamento do meio balanceado de 133 Ω com o meio desbalanceado 50Ω.

O balun possui inicialmente um total de vinte seções com o mesmo comprimento. Definido o comprimento do balun, as impedâncias e o número de seções, são feitos os cálculos das impedâncias em cada seção do Balun utilizando a equação 2.42. Os cálculos podem ser vistos na tabela 5:

Tabela 5 – Impedância das seções.

seção	**x (mm)**	**impedância (Ω)**
0	0	50
1	2,37	54,28
2	4,74	55,98
3	7,11	58,03
4	9,47	60,44
5	11,84	63,22
6	14,21	66,40
7	16,58	69,98
8	18,95	73,94
9	21,32	78,27
10	23,69	82,93
11	23,06	87,87
12	28,42	93,01
13	30,79	98,28
14	33,16	103,57
15	35,53	108,78
16	37,90	113,80
17	40,27	118,52
18	42,64	122,85
19	45,01	126,70
20	47,37	130,03

O Balun do tipo *taper* Klopfenstein do projeto é composto por vários pedaços de linha, o que acaba causando uma certa descontinuidade no Balun, aumentando as reflexões e afetando a sua performance. Por isso, é necessário aplicar uma aproximação linear nas seções do balun, como pode ser visto na figura 17.

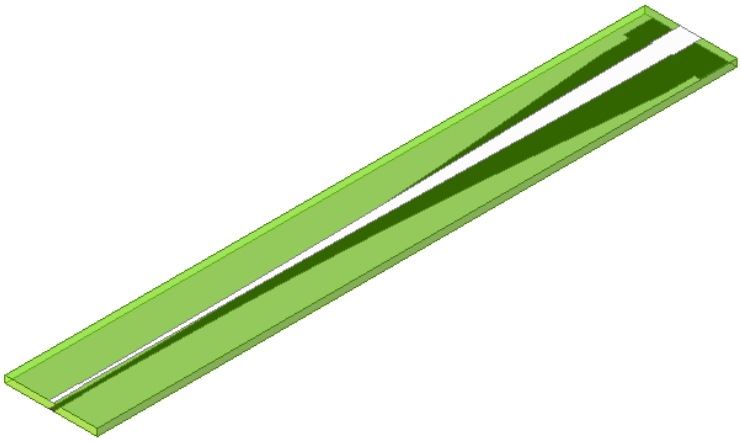


Figura 17 – Balun do tipo *taper* Klopfenstein

3.1.2 Simulações

Todo o design da antena espiral, ou seja os braços impressos no substrato, a cavidade e o Balun foram simulados no software Ansys Electronics Desktop HFSS. O HFSS é um software de simulação eletromagnética em 3D utilizado para projetar e simular componentes de rádiofrequência (RF) ou sistemas de RF , analisando os parâmetros e características deles em campo próximo e em campo distante usando métodos numéricos como o Método dos Elementos Finitos ou Método dos Momentos. No atual projeto é usado o Método dos Elementos Finitos.

Todas as simulações do projeto são feitas usando as configurações dadas na tabela 6:

Tabela 6 – Configurações da simulação para antena espiral no HFSS.

Parâmetro	**Valor**
Tipo de simulação	*Terminal e Modal*
Frequência	2-18 GHz
Número máximo de passos	12
Erro mínimo para convergência	0,02
Excitação	*Lumped port*
Função de base	Ordem mista
Tipo de *sweep*	Discreto e Interpolação de passo linear

3.1.2.1 Antena espiral

O primeiro passo foi gerar um modelo computacional da antena espiral no software HSS de acordo com os cálculos feitos.

O design inicial da antena pode ser visto na figura 18 e suas dimensões podem ser vistas na tabela 7, sendo o raio inicial (r_0) igual a espessura dos braços ($w_{braços}$).

Tabela 7 – Dimensões iniciais da espiral.

Parâmetro	**Valor**
r_0	0,699 mm
r_1	28,31 mm
$w_{braços}$	0,699 mm
r_{subs}	31 mm
h_{subs}	0,787 mm

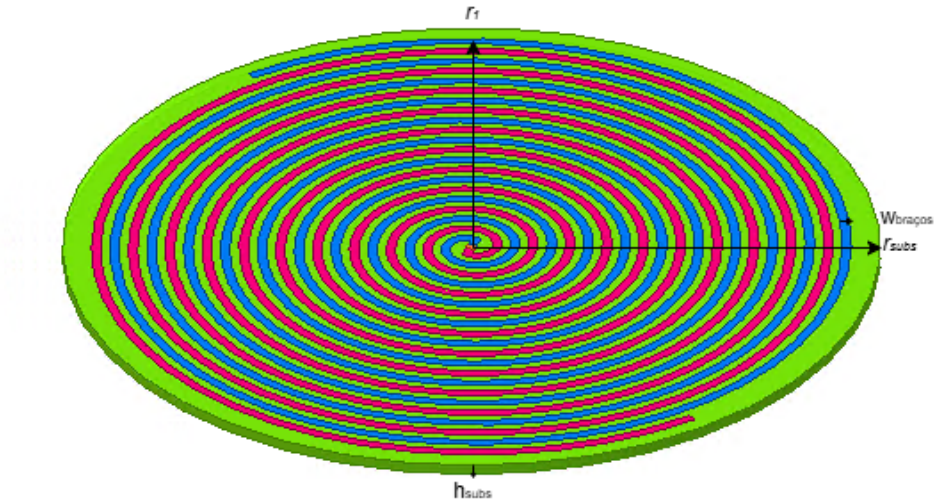


Figura 18 – Antena espiral

3.1.2.2 Antena espiral com cavidade metálica preenchida com material absorvedor e terminações

A figura 19 apresenta a antena espiral com uma cavidade metálica preenchida com material absorvedor e terminações helicoidais. A cavidade é projetada com o material metálico condutor elétrico perfeito e tem a altura h_{cav} de 29,65 mm. Ela é preenchida pelo material absorvedor ECCOSORB LS-22 com altura h_{abs} de 15,6 mm e espuma Divinycell H45 com altura h_{esp} de 11,8 mm, devido a ser uma configuração que não permita o material absorvedor influenciar no diagrama de radiação da antena e com o centro da cavidade sem nenhum preenchimento. Também possui terminações do material condutor elétrico perfeito com a altura h_{ter} de 4 mm.

Primeiramente essa antena com cavidade foi utilizada para simular a melhor configuração de cavidade e foi utilizada para simular o comportamento da antena com as terminações helicoidais. Foi aplicada uma porta do tipo *Lumped port* no valor de 133Ω no centro da antena para simular a alimentação da antena.

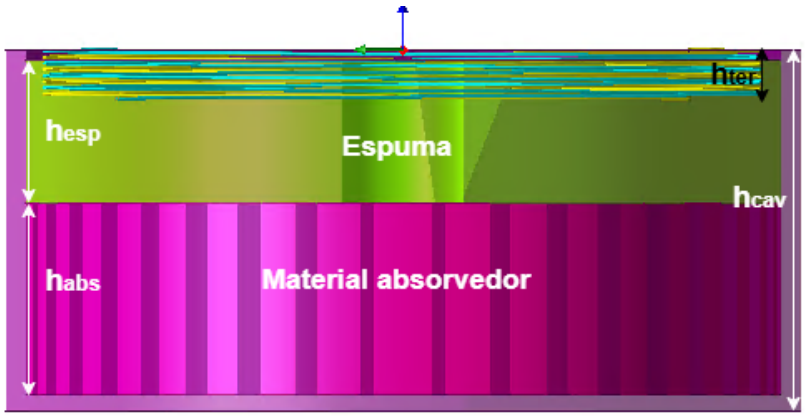


Figura 19 – Antena espiral com cavidade

3.1.2.3 Balun

O Balun foi projetado e simulado separadamente primeiro para depois ser integrado e simulado com a antena com a cavidade e terminações.

Para simular o balun foi utilizada uma caixa de radiação usando como referência a frequência de 2 GHz e duas portas do tipo *Wave Port*, uma de 50Ω para simular o comportamento de um conector de coaxial de 50Ω e uma de 133Ω para simular a impedância de entrada da antena espiral, como pode se ver na figura 20.

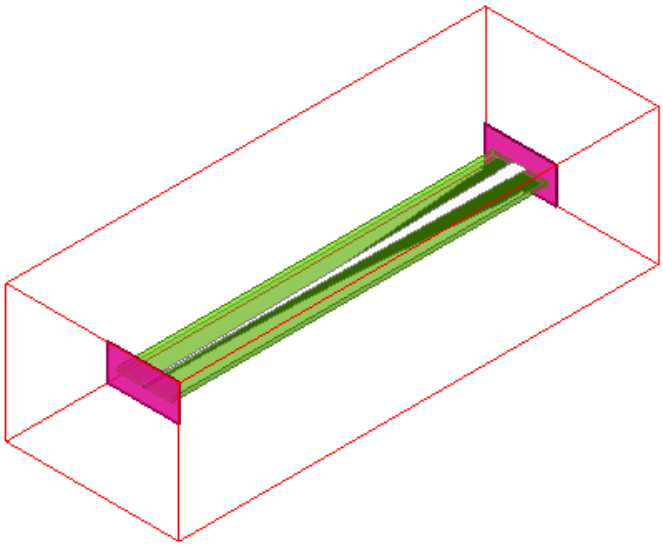


Figura 20 – Balun com portas do tipo *Wave port* e caixa de radiação projetada para a frequência de 2 GHz

3.1.2.4 Antena com cavidade e Balun

Após ser projetada a antena com cavidade e terminações, foi integrado o Balun do tipo *taper* Klopfenstein a essa estrutura, como pode ser visto nas figuras 21 e 22 . Ele é

integrado no centro da antena espiral. Foi escolhido não inserir nenhum material ao redor do Balun, já que seria inserido uma espuma com uma constante dielétrica próxima a do ar, isso acrescentaria uma complexidade as simulações e não teria grande impacto nos resultados.

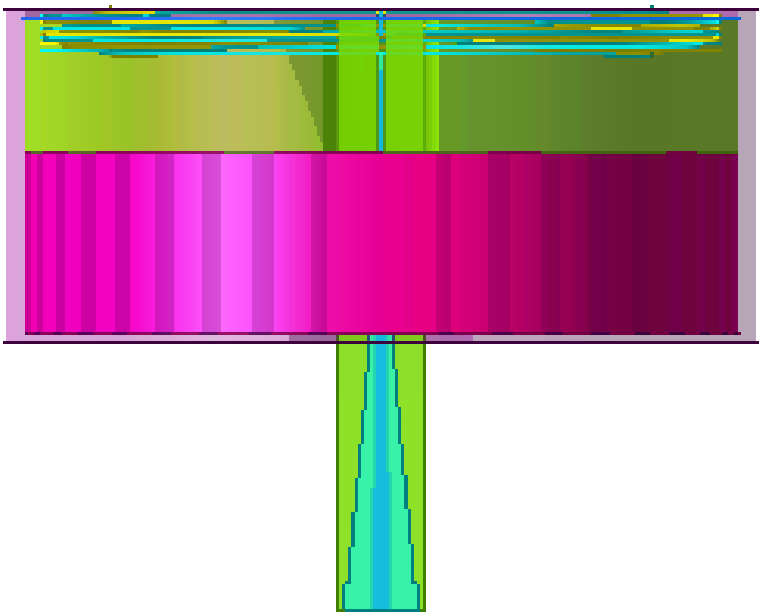


Figura 21 – Vista frontal da antena com cavidade e Balun do tipo *taper* Klopfenstein

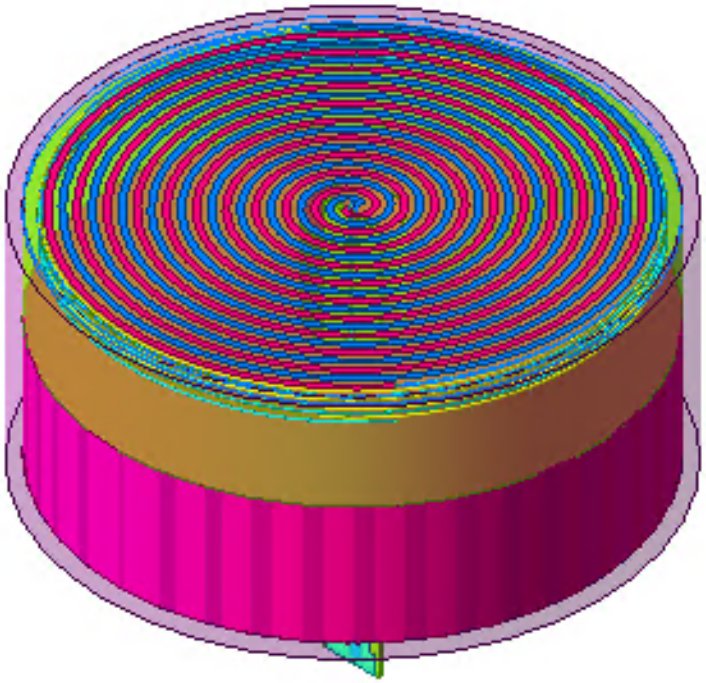


Figura 22 – Vista isométrica da antena com cavidade e Balun do tipo *taper* Klopfenstein

4 Resultados

4.1 Simulações

4.1.1 Resultados obtidos para o Balun do tipo Klopfenstein

A figura 23 apresenta o coeficiente de reflexão do balun. Nela é possível observar que o balun está casado em toda a faixa de frequência, dado que o coeficiente de reflexão está abaixo de -10 dB.

A figura 24 apresenta o coeficiente de transmissão do balun. Nela é possível observar que a maior parte do sinal que saí da primeira porta está chegando na segunda porta porque o coeficiente está aproximadamente 0 dB em toda a faixa de frequência.

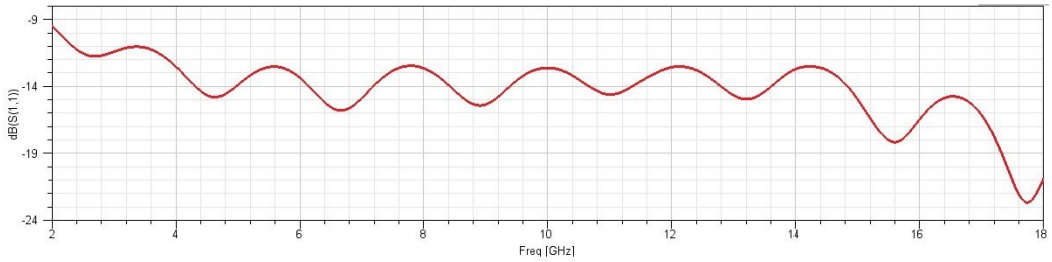


Figura 23 – Coeficiente de reflexão do Balun

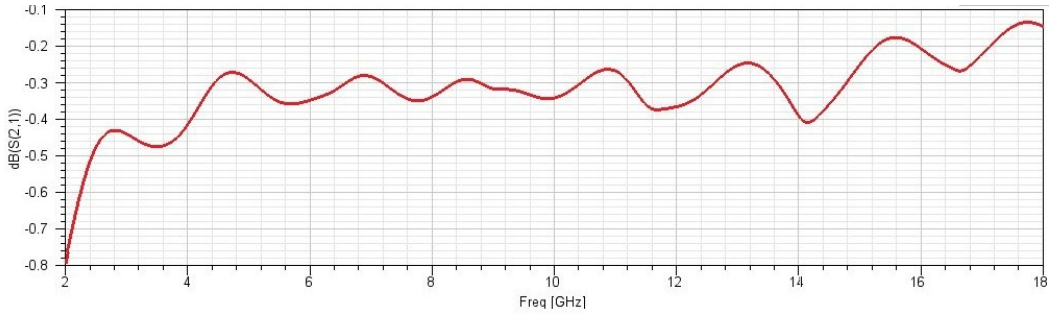


Figura 24 – Coeficiente de transmissão do Balun

4.1.2 Resultados obtidos para a antena com cavidade, terminações e balun

A figura 25 apresenta o coeficiente de reflexão da antena. Nela é possível observar que a antena está casada em toda a faixa de frequência, dado que o coeficiente de reflexão está abaixo de -10 dB.

A figura 26 apresenta a razão axial da antena. Nela é possível observar que a antena possui uma polarização circular a partir de aproximadamente 3,2 GHz, dado que o valor da razão axial está abaixo de 3 dB a partir de 3,2 GHz.

As figuras 27a, 27b,27c e 27d apresentam diagramas de radiação com os ganhos da antena. Nelas é possível observar que a antena possui um ganho maior que 0 dB nessas frequências. Além disso, na figura 28 é possível visualizar o ganho de pico da antena.

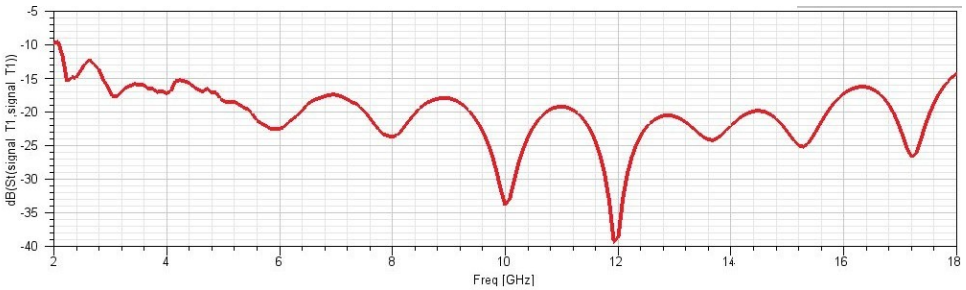


Figura 25 – Coeficiente de reflexão da antena

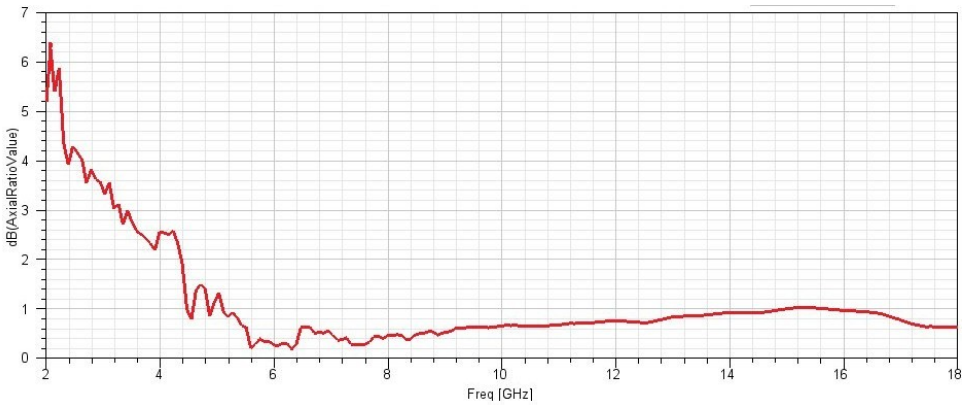
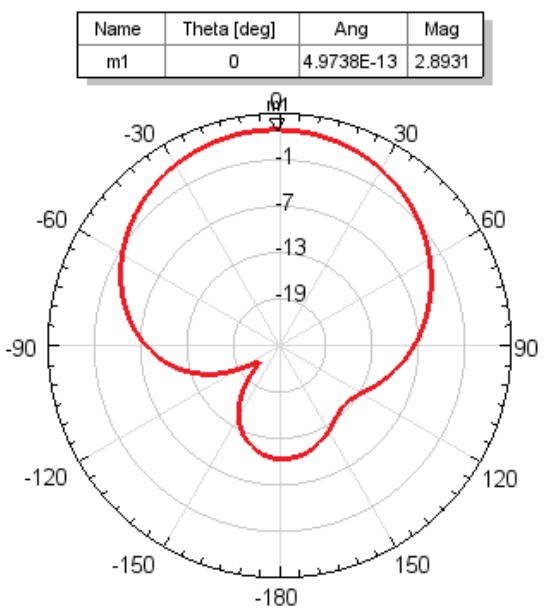
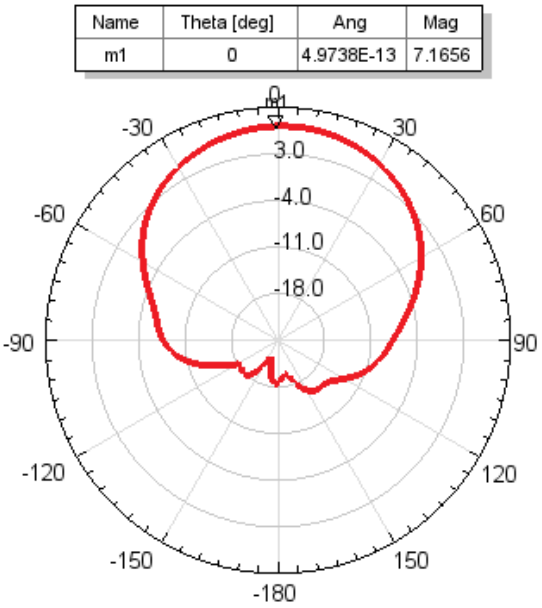


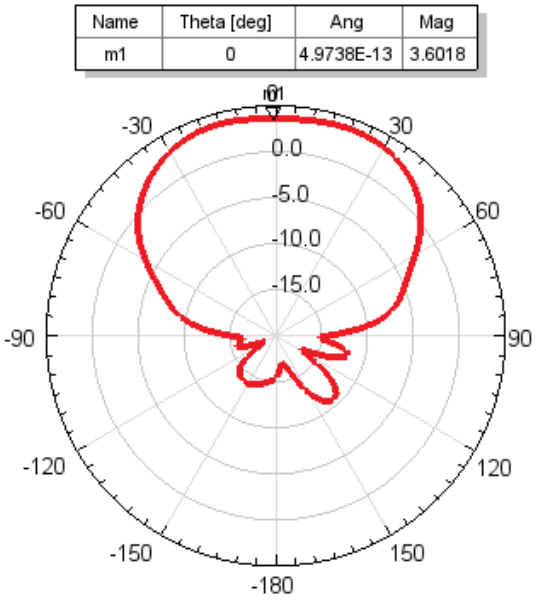
Figura 26 – Razão axial da antena



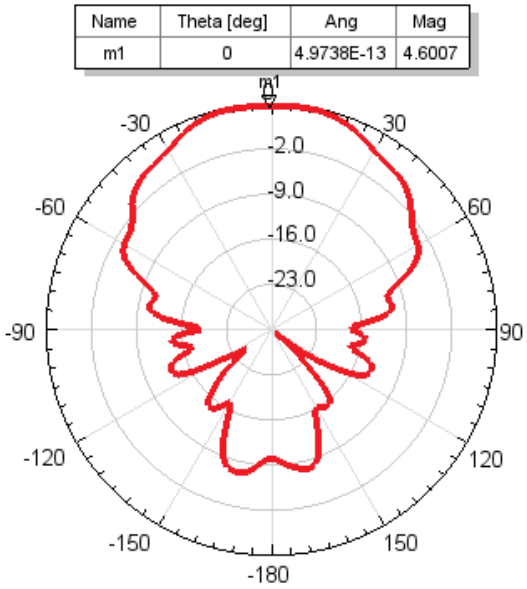
(a) Ganho em 2 GHz ($\phi = 0^o$)



(b) Ganho em 6 GHz ($\phi = 0^o$)



(c) Ganho em 10 GHz ($\phi = 0^o$)



(d) Ganho em 18 GHz ($\phi = 0^o$)

Figura 27 – Diagramas de irradiação

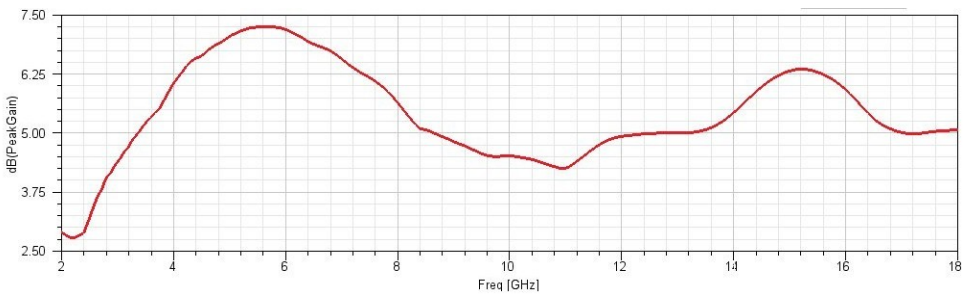


Figura 28 – Ganho de pico da antena

5 Conclusão

Dada a base teórica e os resultados do projeto, conclui-se que a antena espiral analisada é realmente uma antena UWB ou ultra banda larga que poderia ser utilizada para fins militares. Com relação aos resultados, a antena alimentada pelo Balun tem um bom casamento de impedância em toda a faixa de frequência, significando que existem poucas reflexões das correntes desde a sua alimentação com o balun até a sua irradiação, além disso possui um ganho maior que 0 dB, o que é suficiente para a aplicação desejada. Entretanto, para trabalhos futuros, é necessário melhorar a razão axial da antena na faixa de 2 a 3,2 GHz, a fim de alcançar polarização circular em toda a faixa de 2 a 18 GHz. Isso pode ser obtido por meio da modificação das terminações dos braços, do aumento de sua altura ou da alteração de sua composição. Além disso, é possível tornar o ganho mais estável em altas frequências, refinando a alimentação no centro da antena.

Referências

ADAMY, D. L. *EW 102: a second course in electronic warfare*. [S.l.]: Artech House Publushers, 2004. ISBN 1-58053-686-7. Citado na página 50.

A.H.YAHIA, N. S.; GAD, N. Cpw-fed square-spiral slot antenna design for wideband applications. Physics Department, Faculty of Science, Ain Shams University, Cairo, 11566, Abbassia, Egypt, 2012. Citado na página 43.

AKINAY UMIT GUNES, B. T. C. Y. Recent progress of electromagnetic wave absorbers: A systematic review and bibliometric approach. Mining Engineering, Van Yuzuncu Yil University, Van 65080, Turkey , Naval Architecture and Marine Engineering, Yildiz Technical University, Besiktas, Istanbul 34349, Turkey, Natural Sciences Faculty, Physics Department, Gebze Technical University, Gebz 41400, Turkey, Yuksekova Vocational High School, Hakkari University, Hakkari 30110, Turkey, 2023. Citado na página 46.

BAARD, Y. L. C.; NIKOLOVA, N. Ultra-wideband low-cost high-efficiency cavity-backed compound spiral antenna. McMaster University, 2020. Citado na página 45.

BAH, P.-Y. Q. A. O.; GUO, Y. J. An extremely wideband tapered balun for application in tightly coupled arrays. Faculty of Engineering and Information Technology, University of Technology Sydney, New South Wales, Australia, 2007. Citado 2 vezes nas páginas 11 e 42.

BALANIS, C. A. Antenna theory analysis and design. In: . [S.l.: s.n.], 2005. ed. Hokoben, New Jersey: John Wiley and Sons, n. 3, p. 611. Citado 7 vezes nas páginas 11, 21, 29, 30, 31, 34 e 39.

COSTA AGOSTINO MONORCHIO, G. M. F. Theory, design and perspectives of electromagnetic wave absorbers. University of Pisa, 2016. Citado na página 46.

Diab. *TECHNICAL DATA Divinycell H*. 2023. Accessed: 2024-09-01. Disponível em: <https://diab-media.azureedge.net/eyajkrhd/diab-divinycell-h-october-2023-rev23-si.pdf>. Citado 2 vezes nas páginas 13 e 56.

DVN SCOTT O'NEILL, U. S. N. A. S. C. N. A. W. C. W. *Electronic Warfare and Radar Systems Engineering Handbook*. [S.l.]: Military Bookshop, 2013. ISBN 9781782665236. Citado na página 50.

EC ENGINEERING K.K. *Foam Sheet High-Loss Flexible Radio Wave Absorber*. 2019. Accessed: 2024-09-01. Disponível em: <https://ece.co.jp/assets/pdf/products/ECCOSORB%20LS_en.pdf>. Citado 2 vezes nas páginas 13 e 56.

GEE, W. A. Radar warning receiver (rwr) time-coincident pulse data extraction and processing. Scientific Research Corporation Atlanta, GA USA, 2012. Citado na página 50.

GHASSEMI KEWU, S. C. X. Z. N.; BORNEMANN, J. Compact coplanar waveguide spiral antenna with circular polarization for wideband applications. IEEE ANTENNAS

AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS,VOL.10,2011, 2011. Citado na página 43.

GORDON, D. E. *Electronic Warfare: Element of Strategy and Multiplier of Combat Power*. [S.l.]: Pergamon; first (1981) edition (September 20, 2014), 1981. ISBN 1483208826. Citado na página 21.

HAMMED, R. T. Compact marchand balun circuit for uwb application. Deparment of Electrical Engineering, University of Technology, Baghdad, Alsina'a St., P.O. Box 35010, Iraq, 2015. Citado na página 43.

HIDAYAT RUSHENDRA, E. A. I. Y. W. R.; RAHIM, R. A systematic approach to improving the performance of spiral antenna. Department of Electrical Engineering, STT Mandala, Bandung, Indonesia,Faculty of Computer Science and Faculty of Engineering, Universitas Mercubuana, Jakarta, Indonesia, 2018. Citado na página 39.

IEEE. Ieee standard definitions of terms for antennas. *IEEE Std 145-1993*, p. 1–32, 1993. Citado na página 29.

ISLAM ZEESHAN AHMED, I. N. F. K. L. F. B. Z. M. A. Z. U. Spiral antenna with cpw feed based on composite right/left-handed for ultra wide band low frequency operation. Department of Electrical Engineering, FURC, Foundation University Islamabad (FUI), Pakistan, Department of Electrical Engineering, College of Signals, National University of Sciences Technology, Islamabad, Pakistan, Department of Information and Communication Engineering, Chosun University, South Korea, Department of Electrical Engineering, Isfahan (Khorasgan) Branch, Islamic Azad University, Isfahan, Iran, 2019. Citado na página 43.

L3HARRIS. *Q189 SERIES SPIRAL ANTENNA*. 2020. Accessed: 2024-09-01. Disponível em: <https://www.l3harris.com/all-capabilities/q189-series-spiral-antenna>. Citado na página 21.

L3HARRIS. *P/N 53411 2" E-/J-Band Spiral Antenna*. 2021. Accessed: 2024-09-01. Disponível em: <https://www.l3harris.com/sites/default/files/2022-01/L3Harris-PN53411-EJBand-Antenna-Spec-Sheet-sas.pdf>. Citado na página 21.

MASSIOT C. MARTEL, O. P. N. R. J. Self matched spiral printed antenna with unidirectional pattern. ONERA-DEMR, LAPLACE, UPS, INPT, CNRS Toulouse, France, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 11 e 35.

MCFADDEN, M. Analysis of the equiangular spiral antenna on a dielectric substrate. Georgia Institute of Technology, 2007. Citado na página 38.

MUSHIAKE, Y. *Self-Complementary Antennas: Principle of Self-Complementarity for Constant Impedance*. [S.l.]: Springer, 1996. ISBN 1447112555. Citado na página 35.

NERI, F. *Introduction to Electronic Defense Systems*. [S.l.]: SciTech Publishing, 2006. ISBN 1891121499. Citado na página 49.

PARK CDT NOLAN PEARCE1, A. A. F. V. K. J. D. C. J. Dynamically reconfigurable direction-finding antenna array for unmanned arial systems. Department of Electrical Engineering and Computer Science, United States Military Academy, 2021. Citado na página 48.

POZAR, D. M. *Microwave Engineering*. [S.l.]: Wiley; 4th edition, 2011. ISBN 9780470631553. Citado 4 vezes nas páginas 11, 25, 27 e 28.

RAHMAN ANJALI SHARMA, M. A. S. P. N.; CHEUNG, R. Dielectric characterization and optimization of wide-band, cavity backed spiral antennas. Microwave Engineering Corporation, 1551 Osgood Street, North Andover, Massachusetts 01845, USA, 2011. Citado na página 47.

RAHMAN GREGOR LASSER, M. E. D. S. F. N. 3-arm spiral antennas for direction finding applications. Department of Electrical, Computer and Energy Engineering University of Colorado, Boulder, CO 80309-0425, USA, 2017. Citado na página 21.

RIZVI, S. A. A. K. S. A. P. Klopfenstein tapered 2-18 ghz microstrip balun. Electrical Engineering Department, National University of Sciences and Technology (NUST) Islamabad, Pakistan, 2012. Citado na página 41.

RUI-JIA, W. X. W. Radar emitter recognition in airborne rwr/esm based on improved k nearest neighbor algorithm. Air Force Engineering University, Xi'an, China, 2014. Citado na página 50.

RUMSEY, V. H. Frequency independent antennas. Illinois, United States, p. 5, 1957. Citado 2 vezes nas páginas 34 e 39.

S, P. A. K. P. K. T. Cavity backing in spiral antennas. Toc H institute of science and technology, 2015. Citado na página 47.

SAKOMURA D. B. FERREIRA, I. B. E. S.; NASCIMENTO, D. C. Analysis of archimedean spiral antenna fed by hecken and exponential microstrip baluns. Laboratory of Antennas and Propagation - LAP Technological Institute of Aeronautics - ITA, Sao Jose dos Campos, SP, Brazil, 2018. Citado na página 55.

SEONG, D. C. P. C. M. Design of cavity-backed spiral antennas. Chungnam National University, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 39 e 47.

SHARMA, C. T. S. A comprehensive study on circularly polarized antenna. Department of ECE, UIET, Kurukshetra University, Kurukshetra, India, 2016. Citado na página 33.

SHIRE, A. M.; SEMAN, F. C. Analysis of the active region of archimedean spiral antenna. Universiti Tun Hussein Onn Malaysia, 2014. Citado na página 38.

STUTZMAN, W. L. Antenna theory and design. In: . [S.l.: s.n.], 1980. v. 3, p. 218. Citado 4 vezes nas páginas 11, 21, 29 e 32.

VOLAKIS, J. L. *Antenna Engineering Handbook*. [S.l.]: McGraw-Hill Education, 2007. ISBN 9780071475747. Citado 8 vezes nas páginas 11, 34, 35, 36, 37, 39, 41 e 48.

ZHONG GUO-MIN YANG, J.-Y. M. Y.-W.; ZHENG, L.-R. Compact circularly polarized archimedean spiral antenna for ultra-wideband communication applications. Key Laboratory for Information Science of Electromagnetic Waves, School of Information Science and Technology, Fudan University, Shanghai 200433, China, 2016. Citado 2 vezes nas páginas 38 e 45.

ŽÁK, V. P. J. Target position determining in aeronautical issues. Czech Technical University in Prague, Faculty of Electrical Engineering Technická 1902/2, Praha 6 – Dejvice, 160 00, Czech Republic, 2017. Citado na página 49.