



**UEPB**

**UNIVERSIDADE ESTADUAL DA PARAÍBA  
CAMPUS VII GOVERNADOR ANTONIO MARIZ  
CENTRO DE CIENCIAS EXATAS E SOCIAIS APLICADAS  
DEPARTAMENTO DE FÍSICA  
CURSO LICENCIATURA EM FÍSICA**

**MARCOS LUCENA RODRIGUES**

**ANÁLISE QUALITATIVA DOS PARÂMETROS FUNDAMENTAIS DAS ANTENAS**

**PATOS-PB  
2022**

MARCOS LUCENA RODRIGUES

## **ANÁLISE QUALITATIVA DOS PARÂMETROS FUNDAMENTAIS DAS ANTENAS**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à Universidade Estadual da Paraíba, como requisito parcial à obtenção do título de licenciatura em Física.

**Área de concentração:** Física aplicada ao eletromagnetismo.

**Orientador:** Prof. Dr. Pedro Carlos de Assis Júnior

**Patos-PB  
2022**

É expressamente proibido a comercialização deste documento, tanto na forma impressa como eletrônica. Sua reprodução total ou parcial é permitida exclusivamente para fins acadêmicos e científicos, desde que na reprodução figure a identificação do autor, título, instituição e ano do trabalho.

R696a Rodrigues, Marcos Lucena.

Análise qualitativa dos parâmetros fundamentais das antenas [manuscrito] / Marcos Lucena Rodrigues. - 2022.

50 p. : il. colorido.

Digitado.

Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Física) - Universidade Estadual da Paraíba, Centro de Ciências Exatas e Sociais Aplicadas, 2022.

"Orientação : Prof. Dr. Pedro Carlos de Assis Júnior, Coordenação do Curso de Física - CCEA."

1. Eletromagnetismo. 2. Parâmetros fundamentais.  
3. Coeficiente de perda e retorno. 4. Casamento de impedância. I. Título

21. ed. CDD 530.7

MARCOS LUCENA RODRIGUES

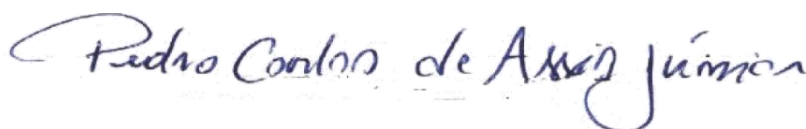
## ANÁLISE QUALITATIVA DOS PARÂMETROS FUNDAMENTAIS DAS ANTENAS

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à Universidade Estadual da Paraíba, como requisito parcial à obtenção do título de licenciatura em Física.

**Área de concentração:** Física aplicada ao eletromagnetismo.

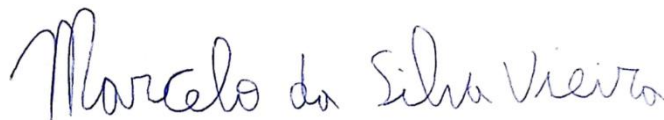
Aprovada em: 17/11/2022

### BANCA EXAMINADORA



---

Prof. Dr. Pedro Carlos de Assis Júnior (Orientador)  
Universidade Estadual da Paraíba (UEPB)



---

Prof. Dr. Marcelo Vieira da Silva  
Universidade Estadual da Paraíba (UEPB)



---

Prof. Dr. Rodrigo César Fonseca da Silva  
Universidade Estadual da Paraíba (UEPB)

Dedico aos meus pais e a minha avó por todo o apoio na minha vida de estudante, aos futuros alunos que poderão utilizar deste trabalho para aprender e também aos meus amigos, em especial Pedro Paulo.

*I can't fall back, I came too far  
Hold myself up, and love my scars.  
(Linkin park – Lost in the echo)*

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço primeiramente aos meus pais por sempre batalharem muito para me garantir uma educação de qualidade e sempre me apoiarem na vida de estudos. Agradeço também a minha Avó que me fortaleceu e tem me fortalecido em muitos momentos, com todo seu amor e carinho. Agradeço também ao meu amigo Luan Melo; toda esta caminhada começou graças as lições que aprendi com ele. Agradeço a todos os meus amigos, por deixarem a vida mais leve, compartilhando momentos inesquecíveis que certamente levarei para sempre no meu coração, em especial, Hendry, Pedro Paulo, Santana e Wanessa. Agradeço a toda equipe de professores da UEPB, em especial os professores Pedro e Marcelo, com quem aprendi muito nos últimos anos, obrigado por toda paciência e por transmitir todo o seu conhecimento.

## LISTA DE FIGURAS

- Figura 1.** Esboço da geração e propagação das ondas eletromagnéticas no experimento de Hertz.
- Figura 2.** Diagrama de radiação de antena omnidirecional.
- Figura 3.** Lobos do diagrama de radiação
- Figura 4.** Diagrama de radiação de uma antena parabólica.
- Figura 5.** Antena patch alimentada por linha de microfita.
- Figura 6.** Esquema de interação entre ondas incidentes e refletidas.
- Figura 7.** Curva de Coeficiente de Perda de Retorno.
- Figura 8.** Curva do VSWR.
- Figura 9.** Largura de Banda da Antena.
- Figura 10.** Componentes do campo elétrico.
- Figura 11.** Ângulo de perda por polarização.
- Figura 12.** Estrutura de uma antena de microfita.
- Figura 13.** Possíveis formatos do patch metálico.
- Figura 14.** Diagrama de radiação de uma antena de microfita.
- Figura 15.** Geometria tipo log - periódico.
- Figura 16:** Diagrama de radiação destacando o ganho diretivo de uma antena.
- Figura 17.** Arranjo de fase de antena, onde utiliza-se elementos idênticos.
- Figura 18.** Ganho diretivo de um arranjo de fase de antenas.
- Figura 19.**  $s_{11}$  da antena considerada na figura 15.
- Figura 20.**  $s_{11}$  da antena considerada na figura 17.
- Figura 21.** Exemplo de fractal conhecido como Triângulo de Sierpinski.
- Figura 22.** Curva de Koch.
- Figura 23.** Diferentes níveis da curva retangular de Koch.
- Figura 24.** Diferentes níveis do triângulo de Sierpinski.
- Figura 25.** Antena com geometria inspirada na curva retangular de Koch nível 1.
- Figura 26.** Adesivo no formato da antena A1.
- Figura 27.** Processo de corrosão da antena A1 na solução de perclorato de ferro.
- Figura 28.** Frente e verso da antena A1.
- Figura 29.** Curva de Perda de Retorno  $S_{11}$  da Antena A1.
- Figura 30.** Antena A2.



**Figura 31.** Curva de Perda de Retorno  $S_{11}$  da Antena A1.

**Figura 32.** Antenas A3.1 e A3.2

**Figura 33.** Curva de Perda de Retorno  $S_{11}$  da Antena A3.1.

**Figura 34.** Curva de Perda de Retorno  $S_{11}$  da Antena A3.2.

**Figura 35.** Sinais irradiados e acoplados entre as antenas.

**Figura 36.** Curva de Perda de Retorno  $S_{11}$  experimental da Antena 3.1.

**Figura 37.** Curva de Perda de Retorno  $S_{11}$  experimental da Antena 3.2.

## SUMÁRIO

|        |  |    |
|--------|--|----|
| 1.     | INTRODUÇÃO .....   | 12 |
| 2.     | PARÂMETROS FUNDAMENTAIS DAS ANTENAS .....                          | 15 |
| 2.2.   | Antena isotrópica, direcional e omnidirecional.....                | 15 |
| 2.3.   | Características do diagrama de radiação: Lobos.....                | 16 |
| 2.4.   | Ganho Diretivo e Diretividade .....                                | 17 |
| 2.5.   | Alimentação da Antena .....  | 18 |
| 2.5.1. | Linha de Transmissão .....   | 18 |
| 2.5.2  | Impedância de Entrada, VSWR e Coeficiente de Perda de Retorno..... | 20 |
| 3.     | LARGURA DE BANDA .....   | 22 |
| 4.     | POLARIZAÇÃO.....   | 24 |
| 5.     | FATOR DE PERDA DE POLARIZAÇÃO.....                                 | 26 |
| 6.     | ANTENAS DE MICROFITA .....   | 27 |
| 7.     | TEORIA DE CONJUNTOS ( <i>ARRAYS</i> ) .....                        | 31 |
| 8.     | TÉCNICAS PARA AUMENTAR A LARGURA DE BANDA.....                     | 35 |
| 9.     | GEOMETRIA DO <i>PATCH</i> : FRACTAL .....                          | 35 |
| 10.    | ANTENAS COM <i>PATCH</i> FRACTAL.....                              | 38 |
| 10.1.  | Antena A1 .....  | 38 |
| 10.2.  | Antena A2 .....  | 41 |
| 10.3.  | Antenas A3.1 e A3.2.....   | 42 |
| 11.    | CONSIDERAÇÕES FINAIS .....   | 48 |
| 12.    | REFERÊNCIAS .....  | 49 |

## **RESUMO**

As Telecomunicações vêm passando por muitas inovações em termo de novos serviços e aplicações, principalmente aplicações em tecnologias 4G e 5G. Nesse contexto as antenas de microfita devido às suas muitas vantagens, tais como: baixo peso, baixo perfil e principalmente um baixo custo associado tem ganhado bastante destaque nas pesquisas atuais envolvendo o eletromagnetismo aplicado. Contudo, antes de iniciar um estudo mais aprofundado nesta área, é preciso conhecer alguns parâmetros fundamentais das antenas, tais como: coeficiente de perda de retorno, VSWR, impedância de entrada, entre outros. Estes parâmetros estão associados a eficiência da antena projetada, ou seja, estão intimamente relacionados com a transferência de sinal da antena para o espaço. O conhecimento destes parâmetros aliados às várias técnicas existentes na literatura, como técnicas de aumento de largura de banda, teoria de conjunto (arranjos), entre outras, permitirá os futuros pesquisadores a melhorar o desempenho das antenas de microfita.

**Palavras-chave:** Antena de microfita, parâmetros fundamentais, coeficiente de perda de retorno, casamento de impedância, acoplamento mútuo.

## **ABSTRACT**

Telecommunications has been undergoing many innovations in terms of new services and applications, mainly applications in 4G and 5G technologies. In this context, microstrip antennas, due to their many advantages such as: low weight, low profile and especially a low associated cost, have gained considerable prominence in current research involving applied electromagnetism. However, before starting a more indepth study in this area, it is necessary to know some fundamental parameters of the antennas, such as: return loss coeficient, VSWR, input impedance, etc. These parameters are associated with the efficiency of the designed antenna, that is, they are closely related to the signal transfer from the antenna to space. The knowledge of these parameters combined with the various techniques available in the literature, such as techniques for increasing bandwidth, array technique, etc, will allow future researchers to improve the performance of microstrip antennas.

**Keywords::** Microstrip antena, fundamental parameters, return loss coeficient, impedance matching, mutual coupling.

## 1. INTRODUÇÃO

James Clerk Maxwell nasceu na Escócia em 1831. Com ótima formação em matemática pela universidade de Cambridge, foi o responsável por condensar a explicação de todos os fenômenos eletromagnéticos em apenas 4 equações (NUSSENZVEIG, 2015) conhecidas hoje como as 4 equações de Maxwell.

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon_0} \quad (1)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (2)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (3)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{B} = \mu_0 \vec{j} + \epsilon_0 \mu_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (4)$$

A partir das equações de Maxwell e com um certo algebrismo, é possível demonstrar que os campos elétricos e magnéticos obedecem às seguintes equações:

$$\frac{\partial^2 B_y}{\partial z^2} - \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial^2 B_y}{\partial t^2} = 0 \quad (5)$$

$$\frac{\partial^2 E_x}{\partial z^2} - \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial^2 E_x}{\partial t^2} = 0 \quad (6)$$

Logo, tanto  $E_x$  como  $B_y$  satisfazem a equação

$$\frac{\partial^2 f}{\partial z^2} - \frac{1}{v^2} \frac{\partial^2 f}{\partial t^2} = 0 \quad (7)$$

que é a equação que rege o comportamento das ondas.

Comparando as equações (5) e (6) com a equação (7), vemos que:

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \quad (8)$$

Onde  $\mu_0$  e  $\epsilon_0$  são duas constantes chamadas respectivamente de permeabilidade magnética do vácuo e permissividade elétrica do vácuo. Substituindo os valores já bem conhecidos de  $\mu_0$  e  $\epsilon_0$  chegamos ao resultado de:

$$v \cong 2,99792 \times 10^8 \text{ m/s} \quad (9)$$

Analisando estas equações, os pares  $(E_x, B_y)$  e  $(E_y, B_x)$  obedecem a uma equação de onda, cuja velocidade é de aproximadamente  $3 \times 10^8 \text{ m/s}$ . Em seu trabalho de 1862, Maxwell escreveu:

A velocidade das ondas transversais em nosso meio hipotético, calculada a partir dos experimentos eletromagnéticos dos Srs. Kohlrausch e Weber, concorda tão exatamente com a velocidade da luz, calculada pelos experimentos óticos do Sr. Fizeau, que é difícil evitar a inferência de que a *luz consiste nas ondulações transversais do mesmo meio que é a causa dos fenômenos elétricos e magnéticos*. Ou seja, **a luz é uma onda eletromagnética!** (apud NUSSENZVEIG, 2015, p. 251)

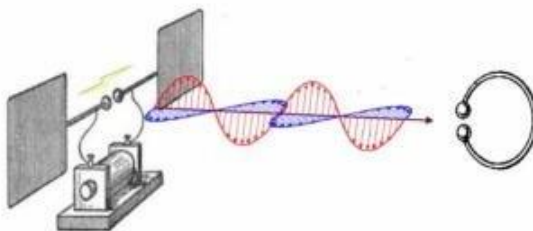
Na época de Maxwell acreditava-se que as ondas eletromagnéticas precisavam de um meio para se propagar, que chamavam de éter. Hoje, no entanto, sabemos que as ondas eletromagnéticas não necessitam de um meio para se propagar.

Em 1888 Heinrich Hertz demonstra experimentalmente a existência das ondas eletromagnéticas a partir de um aparato que ele mesmo desenvolveu. Esse aparato consistia do que pode ser considerar como o primeiro protótipo de uma antena transmissora e receptora. Hertz utilizou um gerador de centelha que criaria uma diferença de potencial capaz de romper a rigidez dielétrica do ar, produzindo entre os polos da antena transmissora, uma centelha, parecida com um raio (VIEIRA, 2020). É produzido então um pulso de ondas eletromagnéticas, gerado pela centelha, que se propaga no espaço. Essa onda foi captada pela antena receptora, onde observou-se também o surgimento de uma centelha. Ou seja, as ondas eletromagnéticas induzem uma grande diferença de potencial, que também rompe a rigidez dielétrica do ar (VIEIRA, 2020).

Descrevendo em mais detalhes a aparelhagem utilizada por Hertz, que pode ser observada esquematicamente na figura 1, foi utilizada uma bobina que induzia uma alta voltagem, gerando uma faísca entre duas esferas metálicas que ficavam separadas por uma distância da ordem de milímetros e se localizavam na extremidade de hastes metálicas. O

pulso eletromagnético então se propagava e era captado pelo que seria o primeiro protótipo de uma antena receptora, que consistia basicamente de uma haste metálica em formato circular com duas esferas metálicas em suas extremidades também separadas por uma distância da ordem de milímetros. O pulso ao ser recebido pela antena receptora, também gerava faíscas.

**Figura 1.** Esboço da geração e propagação das ondas eletromagnéticas no experimento de Hertz.



**Fonte:** youtube.com<sup>1</sup>

Desde então, vários outros cientistas se dedicaram a aprimorar os princípios físicos que regem o projeto de antenas, e hoje, essas estruturas são fundamentais para os serviços de comunicação sem fio.

Dentre os mais variados tipos de antenas, como as antenas parabólicas, as antenas Yagi-Uda, entre outras, existem as antenas *patch* de microfita, que vêm ganhando destaque graças a grande procura por estruturas cada vez menores, eficientes e de baixo custo. As antenas de microfita atendem a quase todos esses requisitos, por conta disso, as pesquisas focadas nesse tipo de antena têm crescido bastante, com pesquisadores investindo em projetos de antenas que atendam às necessidades comentadas (OLIVEIRA et al., 2013). Neste trabalho, as antenas de microfita que serão o grande foco, foram todas projetadas e construídas para operar na frequência de ressonância de 2,45GHz (pertencente à banda ISM – *Industrial Scientific and Medical*), onde temos aplicações em rede wireless, por exemplo, Wi-Fi, Bluetooth etc. É interessante pontuar que, para estes dispositivos de baixa potência, aceita-se até no máximo 10% de potência sendo refletida, isto reflete diretamente no valor de um parâmetro fundamental que será comentado nas próximas seções, que é o coeficiente de perda de retorno, cujo valor mínimo aceitável que reflete a situação acima, é de 10dB.

---

<sup>1</sup> Disponível em:

<<https://www.youtube.com/watch?v=NmoYRdheRVY&list=PLpqtEp05YVtvIZZbSx9pwDk3PZ0tDmDIT&index=1>> Acesso em: 15 out. 2022.

## 2. PARÂMETROS FUNDAMENTAIS DAS ANTENAS

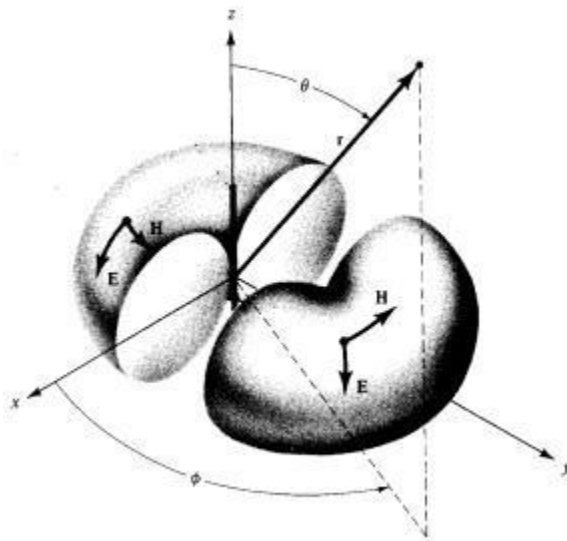
### 2.1. Diagrama de Radiação

BALLANIS (1982, p.28) afirma que o diagrama de radiação é uma representação gráfica que mostra as propriedades de radiação de uma antena no espaço, possibilitando a visualização das direções em que a antena radia. O padrão de radiação de uma antena, como também é chamado o diagrama de radiação, pode assumir diferentes formatos, por esse motivo, as antenas podem ser classificadas de acordo com esse parâmetro.

### 2.2. Antena isotrópica, direcional e omnidirecional

De acordo com BALLANIS (1982, p. 29), uma antena isotrópica é uma antena que irradia igualmente em todas as direções do espaço, sendo, portanto, um tipo ideal de antena (ou seja, é não realizável na prática) servindo como base para definir muitos parâmetros das antenas. As antenas direcionais irradiam com maior eficiência em direções específicas. Já as antenas omnidirecionais são definidas como tendo um padrão essencialmente não direcional em um determinado plano e um padrão direcional em qualquer plano ortogonal (BALLANIS, 1982, p. 29). Em outras palavras, considere o diagrama de radiação da figura 2. Nesse caso, a antena tem caráter não direcional no plano azimutal, definido pela coordenada  $\phi$ , e um padrão direcional no plano ortogonal ao supracitado.

**Figura 2.** Diagrama de radiação de antena omnidirecional.



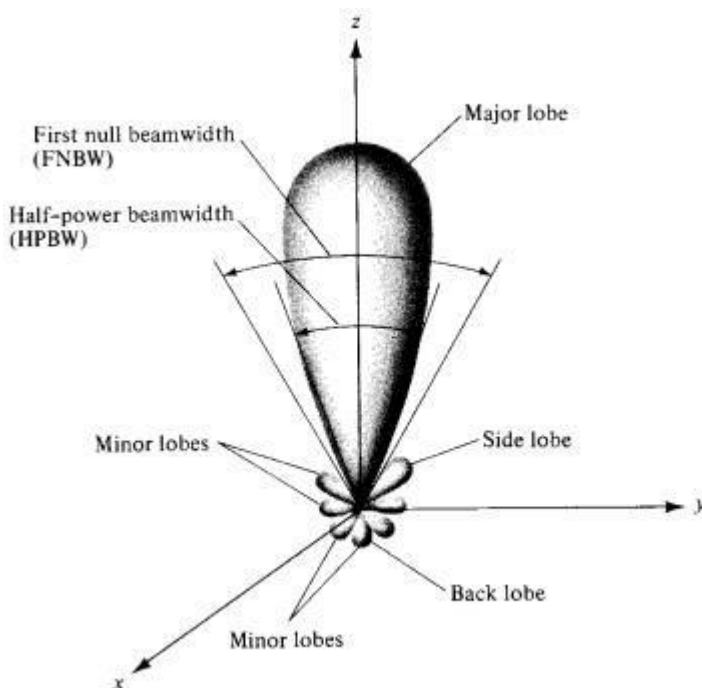
Fonte: BALLANIS, 1982, p. 30



### 2.3. Características do diagrama de radiação: Lobos

O diagrama de radiação de uma antena possui algumas regiões que valem a pena ser destacadas. Os lobos, como são chamados, são porções do diagrama de radiação que classificam a intensidade da radiação em determinadas direções (BALLANIS, 1982). O lobo principal ou feixe principal é o feixe de radiação que aponta na direção de máxima radiação. O lobo menor é qualquer lobo que não seja o principal, podendo esses serem classificados em lobos laterais ou posterior. Um lobo lateral é um lobo que está no mesmo hemisfério do lobo principal, já o lobo posterior, é o que se posiciona no hemisfério oposto ao principal, normalmente caracterizam radiação transmitida (ou recebida) em direções indesejadas (BALLANIS, 1982).

**Figura 3.** Lobos do diagrama de radiação

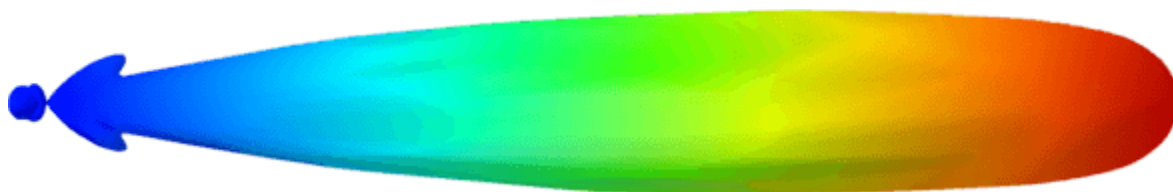


Fonte: BALLANIS, p. 31, 1982

No diagrama de radiação da figura acima, destacamos a largura de feixe de meia potência (na imagem apresenta-se por “*Half-power beamwidth*”), como sendo abertura angular definida pelos feixes nos quais a potência radiada é metade do valor da potência radiada na direção máxima (BALLANIS, 1982). Quanto menor for essa abertura angular, mais diretiva é a antena, ou seja, seu feixe principal de radiação é mais concentrado e estreito,

permitindo que o sinal alcance maiores distâncias. Refletores parabólicos utilizados em enlaces terrestres terão essa característica (ESTEVEES, 1980).

**Figura 4.** Diagrama de radiação de uma antena parabólica.



Fonte: Radar Tutorial<sup>2</sup>

## 2.4. Ganho Diretivo e Diretividade

Outro parâmetro de extrema importância para uma antena é o ganho diretivo, que pode ser definido basicamente como sendo um indicativo da capacidade de uma antena irradiar em uma dada direção (STUTZMAN, 1981). Pela sua definição matemática, o ganho diretivo é uma grandeza adimensional. Ele é escrito como:

$$D(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{P_{med}} \quad (10)$$

Onde,

$P(\theta, \phi)$  é a densidade de potência radiada em uma determinada direção;

$P_{med}$  é a densidade de potência média.

Existe uma certa discussão a respeito dos termos ganho diretivo e diretividade; o IEEE (Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos) lançou em 1983 uma versão das definições padrões de termos para antenas, substituindo o termo *ganho diretivo* por *diretividade*. Na versão anterior, de 1973, o termo diretividade era definido como o ganho diretivo na direção de máxima radiação, sendo, portanto, uma medida da focalização do lobo principal. Entretanto, usa-se hoje basicamente o termo diretividade. Portanto, *diretividade de uma antena* nos termos atuais é um parâmetro usado para medir a capacidade de irradiar em uma dada direção. Se a direção não for especificada, fica subentendido que o termo

<sup>2</sup> Disponível em: <<https://www.radartutorial.eu/06.antennas/an21.pt.html>>. Acesso em: 17 abr. 2022.

diretividade estará fazendo referência à radiação da antena na direção do lobo principal (BALLANIS, 1982). No presente trabalho, será usado os termos da versão de 1973. Logo, diretividade será sempre entendido por ganho diretivo na direção de máxima radiação e ganho diretivo, a capacidade da antena irradiar em uma direção arbitrária.

A diretividade de uma antena isotrópica é igual a 1, já que ela irradia igualmente em todas as direções; perceba que nesse caso, a diretividade e o ganho diretivo são iguais (BALLANIS, 1982). BALLANIS (1982, p. 44) pontua que para todas as outras antenas, a diretividade sempre será maior do que 1. Somos levados a concluir então, que a diretividade de menor valor possível é o da fonte isotrópica.

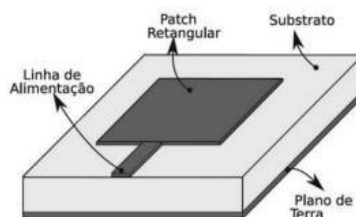
## **2.5. Alimentação da Antena**

### **2.5.1. Linha de Transmissão**

Nas antenas *patch*, geralmente, são utilizadas três formas de alimentação: temos a alimentação via cabo coaxial, via linha de transmissão e por acoplamento (OLIVEIRA *et al*, s.d, p.1). A linha de transmissão é um dispositivo de dois terminais capaz de guiar energia de um ponto a outro. Um desses terminais será conectado ao transmissor e o outro na antena (SOARES; SILVA, 2003, p.11).

Na propagação guiada das ondas, existem dois métodos, onde pode ser usado as linhas de transmissão ou os guias de onda. Uma diferença sutil entre eles é a direção dos campos elétricos e magnéticos presente neles. Nas linhas de transmissão, os campos têm direções transversais à direção de propagação da onda, já nos guias de onda, os campos têm a mesma direção da propagação da onda (SOARES; SILVA, 2003).

**Figura 5.** Antena patch alimentada por linha de microfita.



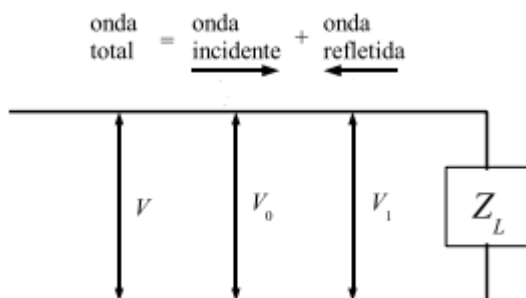
Fonte: Docplayer<sup>3</sup>

Uma linha de transmissão ideal não teria perdas. Contudo, na prática, as linhas de transmissão dissipam energia de três formas (SOARES; SILVA, 2003):

- Radiação: a linha de transmissão se comporta como uma antena, irradiando para o espaço.
- Aquecimento: as perdas nesta modalidade estão associadas ao efeito joule, ou seja, dissipação de energia por calor, aumentando a temperatura do material.
- Reflexão: parte da radiação pode ser refletida no final da linha de transmissão, caracterizando uma parcela de potência que não foi irradiada.

Naturalmente em projetos de antenas sempre se procura atenuar as perdas. A modalidade de perda que mais se dá atenção no caso das antenas é a por reflexão. As ondas propagantes dentro da linha de transmissão, ao atingirem o fim da linha serão refletidas. Estas, ao interagirem com as ondas incidentes, formarão um padrão de ondas estacionárias ao longo da linha (SOARES; SILVA, 2003).

**Figura 6.** Esquema de interação entre ondas incidentes e refletidas.



Fonte: Acervo do Autor.

<sup>3</sup> Disponível em: <<https://docplayer.com.br/53024045-Tecnicas-de-casamento-de-impedancias-por-linha-de-microfita-em-antenas-patch-circular-para-tecnologia-ism-em-2-4-ghz.html>>. Acesso em: 22 mai. 2022.

### 2.5.2 Impedância de Entrada, VSWR e Coeficiente de Perda de Retorno

Impedância de entrada é um tópico extremamente importante. Começaremos destacando a fala de ESTEVES (1980, p. 63) que define este parâmetro como sendo a impedância que a antena apresenta à linha de transmissão ou à estrutura de acoplamento através da qual ela é alimentada. O conhecimento desta grandeza é de fundamental importância pois está relacionada com a transferência de energia do transmissor para a antena ou da antena para o receptor (ESTEVES, 1980). Um termo muito utilizado entre os engenheiros é o casamento de impedâncias, que vai estar associado justamente ao quão eficiente é a transferência de energia entre a antena e o alimentador.

Há um outro parâmetro extremamente fundamental que nos informa quanta potência incidente está sendo refletida, é o coeficiente de onda estacionária, no inglês *voltage standing wave ratio* (VSWR). O valor ideal para esta grandeza é 1, o que significa um casamento de impedâncias perfeitos entre a linha de transmissão e a antena. Evidentemente, nos projetos de antenas sempre se procura aproximar esse valor para 1. O coeficiente de onda estacionária se relaciona com outro parâmetro, que é o coeficiente de reflexão, pela equação:

$$\Gamma_v = \frac{1 + |S|}{1 - |S|} \quad (11)$$

Onde  $\Gamma_v$  é o coeficiente de onda estacionária;  $S$  é o coeficiente de reflexão.

O coeficiente de reflexão  $S$  se relaciona com a potência na terminação da linha de transmissão através de:

$$|S|^2 = \frac{P_{ref}}{P_{inc}} \quad (12)$$

Onde  $P_{ref}$  é a potência refletida de volta para o transmissor;  $P_{inc}$  é a potência incidente.

Pode-se ainda definir o parâmetro de perda de retorno, pela equação:

$$\alpha = -20 \log_{10} |S| \quad (13)$$

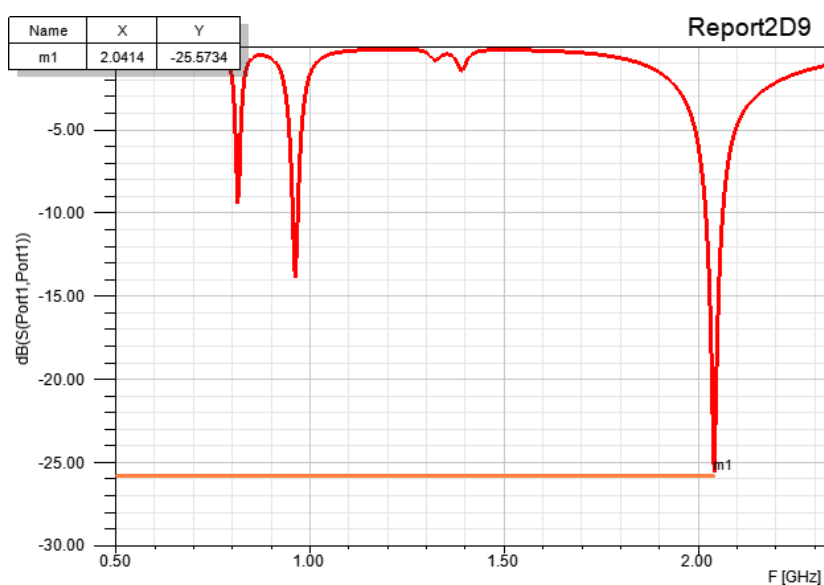
Onde  $[\alpha]$  = decibéis (dB).

Para uma antena projetada para operar numa banda de frequência pertencente à banda ISM (2.45GHz), o valor mínimo aceitado para o coeficiente de perda de retorno é 10dB. Ou seja, para estes dispositivos de baixa potência, aceita-se até no máximo 10% de potência sendo refletida.

O conhecimento destes parâmetros é de fundamental importância. Quando há reflexões na linha de transmissão, mais potência na onda incidente é necessária, o que pode levar a maiores voltagens na linha, podendo causar rupturas (SOARES; SILVA, 2003). As reflexões também podem danificar os circuitos de potência do transmissor. Portanto, em operações sobre ótimas condições, como já foi comentado, sempre busca-se um coeficiente de onda estacionária mais próxima de 1 quanto possível.

A título de exemplo, considere o seguinte resultado de um projeto de antena.

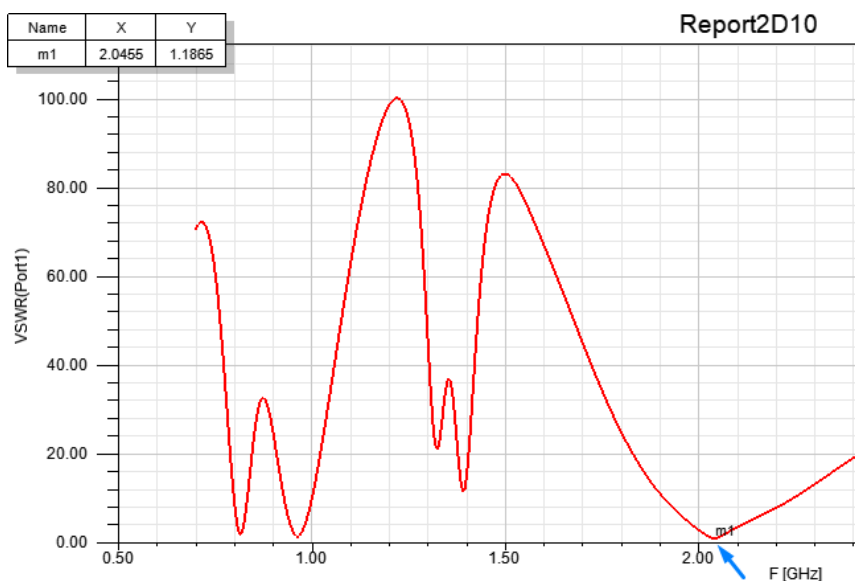
**Figura 7.** Curva de Coeficiente de Perda de Retorno.



**Fonte:** Acervo do autor.

Para este projeto considerado o parâmetro de perda de retorno obtido, destacado na imagem pela linha laranja, foi de 25.57dB (note que o coeficiente de perda de retorno é  $|S_{11}|$ , que neste caso  $|-25.57\text{dB}| = 25.57\text{dB}$ ). Para a mesma antena, pode-se conferir o gráfico do coeficiente de onda estacionária abaixo:

**Figura 8.** Curva do VSWR.



**Fonte:** Acervo do autor.

Para a frequência de 2.04 GHz a antena possui  $|\Gamma_v| = 1.18$ , muito próximo do ideal. Este valor significa que 0.68% da potência incidente está sendo refletida e também caracteriza um casamento de impedâncias quase perfeito para esta frequência.

Na literatura há técnicas que propõe uma melhora no casamento de impedância aproximando mais ainda o coeficiente de onda estacionária da unidade. Conforme aponta ALVES (*et al*, s.d.) as técnicas mais utilizadas no caso da alimentação via linha de transmissão são: por deslocamento; transformador de um quarto de onda e *inset-fed*. No trabalho dos autores supracitados, pode-se encontrar detalhes maiores sobre as técnicas, onde busca-se promover uma alteração pequena na geometria da antena e melhorar o casamento de impedâncias.

### 3. LARGURA DE BANDA

A largura de banda é usualmente definida como a faixa de frequência ( $f_{mín}$ ,  $f_{máx}$ ) dentro do qual o coeficiente de perda de retorno é maior do que um limite pré-estabelecido, que depende da aplicação ao qual a antena projetada se destina. (KIROV, 2020, p. 75). A grosso modo, largura de banda também pode ser entendida como a faixa de frequência na qual a antena opera. A maneira como se expressa a largura de banda depende de qual tipo ela é; se for antena de banda larga (*broadband antenna*), a largura de banda é expressa como a razão entre  $f_{máx}$  e  $f_{mín}$  (BALLANIS, 1982). Por exemplo, para uma antena onde  $f_{mín} = 6$  MHz e

$f_{max}= 30$  MHz, a largura de banda é 5:1, ou seja,  $f_{max}$  é 5 vezes maior do que a  $f_{min}$ . Caso a antena seja banda estreita (*narrowband antenna*), a largura de banda é expressa como uma porcentagem da frequência central de operação (BALLANIS, 1982). Por exemplo, se  $f_{min}= 195$  MHz e  $f_{max}= 205$  MHz, a largura de banda é calculada como:

$$LB = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_c} \times 100\% \quad (14)$$

Onde,

$f_c$  é a frequência central de operação.

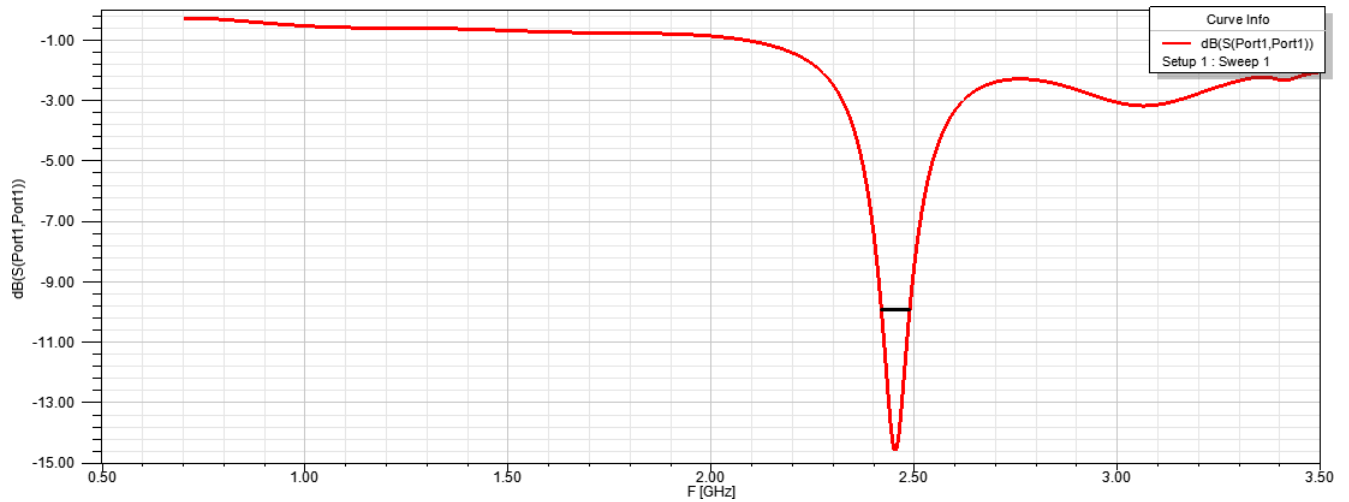
Neste exemplo, considere  $f_c= 200$  Mhz. Nesse caso, LB seria igual a 5%. Ou seja, 5% de 200 Mhz, que resulta em 10 Mhz.

Dependendo das necessidades de operação do sistema no qual a antena é utilizada, a largura de banda será limitada por um ou vários fatores: impedância de entrada, ganho, largura do feixe, posição do lobo principal, nível dos lobos secundários e polarização (ESTEVEES, 1980, p.70). Em outras palavras, dependendo das especificidades requeridas nos parâmetros supracitados da antena, a largura da banda pode ficar limitada.

Como comentado anteriormente, para uma antena projetada para operar numa banda de frequência de 2.45GHz, o valor mínimo aceitado para o coeficiente de perda de retorno é 10dB, logo, a largura de banda ficará limitada por esse parâmetro. Perceba na figura abaixo que após especificado o coeficiente de perda de retorno, a largura de banda fica definida pela linha preta destacada na imagem. Se o valor especificado para o coeficiente de perda de retorno fosse maior do que 10dB, mais estreita ficaria a largura de banda.



**Figura 9.** Largura de Banda da Antena.



Fonte: Acervo do Autor.

#### 4. POLARIZAÇÃO

A polarização de uma antena em uma dada direção é definida como a polarização da onda transmitida (ou irradiada) pela antena (BALLANIS, 1982, p. 64). Usualmente, defini-se a direção de polarização da antena em relação à direção de máxima irradiação (lobo principal) (ESTEVES, 1980). As polarizações podem ser circulares, lineares ou elípticas. Quando a onda tem polarização circular, isso significa que a ponta do vetor campo elétrico traça essa curva a medida que o tempo passa (BALLANIS, 1982); o mesmo vale para os demais tipos de polarização.

Matematicamente, o vetor campo elétrico é dado por:

$$\vec{E} = E_x \cos(\omega t)\hat{x} + E_y \cos(\omega t + \alpha)\hat{y} \quad (15)$$

Onde  $E_x$  e  $E_y$  são as amplitudes das respectivas componentes do campo elétrico e  $\alpha$  a diferença de fase entre as componentes.

Se a diferença de fase entre as duas componentes for um múltiplo inteiro de  $\pi$ , a onda terá polarização linear. Se as componentes tiverem mesmo módulo e a diferença de fase entre elas forem múltiplos inteiros ímpares  $\frac{\pi}{2}$ , a onda terá polarização circular. Nesse mesmo cenário onde a diferença de fase entre as componentes é algum múltiplo inteiro ímpar de  $\frac{\pi}{2}$ ,

mas agora sendo o módulo das componentes diferentes, teremos polarização elíptica. De maneira mais compacta, podemos resumir essas informações como:

Polarização Linear:

$$\Delta\alpha = n\pi, \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (16)$$

Polarização Circular:

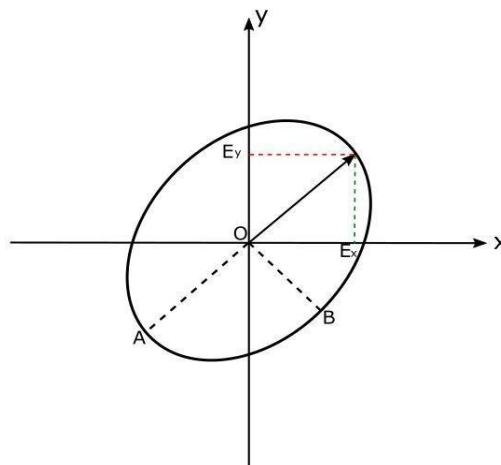
$$\begin{aligned} |E_x| &= |E_y| \\ \Delta\alpha &= \left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi, \quad n = 0, 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (17)$$

Polarização Elíptica:

$$\begin{aligned} |E_x| &\neq |E_y| \\ \Delta\alpha &= \left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi, \quad n = 0, 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (18)$$

Observe a figura abaixo:

**Figura 10.** Componentes do campo elétrico.



**Fonte:** Acervo do Autor.

À medida que a onda se propaga, a ponta de  $\vec{E}$  descreve uma elipse. Podemos definir a razão axial AR como sendo:

$$AR = \frac{\overline{A}}{\overline{B}}, \quad 1 \leq AR \leq \infty \quad (19)$$

Perceba que, se  $AR = 1$ , isso implica em  $\overline{A} = \overline{B}$  e nesse cenário, a elipse torna-se uma circunferência. Se  $AR = \infty$ , isso implica  $\overline{B} \rightarrow 0$ , e nesse caso, a elipse torna-se uma linha reta. Conclui-se então que as polarizações circulares e lineares são casos particulares da polarização elíptica.

Toda esta discussão sobre polarização é de extrema importância pois, se deseja posicionar uma antena de modo a transmitir (ou receber) informação, este posicionamento deve levar em consideração a polarização da antena, afinal, nem sempre a polarização da antena receptora é igual a da onda recebida (ESTEVEZ, 1980). Em um cenário onde as polarizações da antena receptora e da onda recebida são diferentes, haverá um descasamento (ou desalinhamento) de polarização (no inglês, *polarization mismatch*), portanto, a antena não extrairá toda a informação recebida da onda (BALLANIS, 1982).

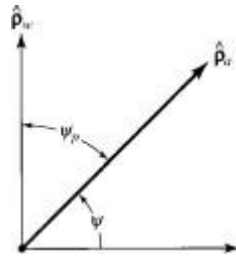
## 5. FATOR DE PERDA DE POLARIZAÇÃO

Como foi comentado, nem sempre a polarização da antena será igual a da onda recebida, caracterizando um cenário onde temos perda por polarização. Podemos definir matematicamente uma quantidade denominada Fator de Perda de Polarização (no inglês *polarization loss factor*) como sendo:

$$PLF = |\hat{\rho}_v \cdot \hat{\rho}|^2 = |\cos(\psi_p)|^2 \quad (20)$$

Onde  $\hat{\rho}_v$  e  $\hat{\rho}$  são os versores do campo elétrico da onda incidente e do campo elétrico que define a polarização da antena receptora, respectivamente. E  $\psi_p$  é o ângulo entre os dois vetores unitários.

**Figura 11.** Ângulo de perda por polarização.



**Fonte:** BALLANIS, p. 70, 1982

Perceba da definição anterior que PLF é adimensional, entretanto, há uma maneira de expressá-lo em decibéis (dB). Neste caso, a expressão torna-se:

$$PLF(dB) = 10 \log_{10} PLF \quad (21)$$

Onde o PLF dentro da função logarítmica é o da equação 20. Se a polarização da onda recebida é ortogonal à polarização da antena, a potência extraída pela antena da onda incidente é nula e o PLF será  $-\infty$  dB. Se ocorrer o perfeito casamento de polarização, ou seja,  $\psi_p = 0$ , o PLF será 0 dB, caracterizando um cenário onde não temos nenhuma perda.

As emissoras de frequência modulada, com o advento dos receptores nos carros, passaram a utilizar polarização circular, afinal, a posição dos receptores nos carros é desconhecida, então, qualquer que seja a posição da antena, algum sinal deverá ser recebido (BLANK, 1998). Entretanto, hoje existem uma grande parcela de automóveis que utilizam receptores com polarização vertical, o que levou a vários estudos mostrando as vantagens de utilizar antenas de polarização vertical em emissoras de frequência modulada. É presumido que as antenas de polarização circular irradiam quantidades iguais de energia nas direções horizontais e verticais; como a maioria dos receptores nos carros tem polarização vertical, metade da potência recebida será desperdiçada (BLANK, 1998).

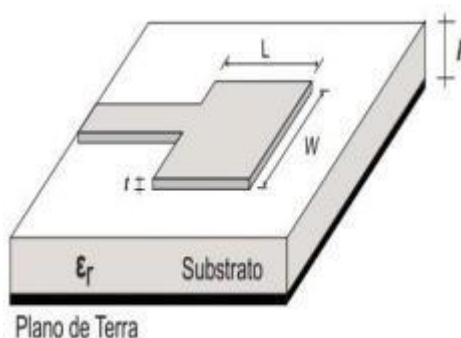
## **6. ANTENAS DE MICROFITA**

Em espaçonaves e satélites de alta performance, dispositivos que tenham como característica baixo peso, baixo perfil, baixo custo, eficiência e facilidade de integração são necessárias (BALLANIS, 1982). Em outras aplicações de caráter comercial, governamental,

tais como em rede de comunicação sem fio WiMax, Wi-Fi, Bluetooth ou mesmo as gerações 3G a 5G, características como as supracitadas também podem ser desejadas. Neste contexto, as antenas de microfita vêm surgindo como uma boa alternativa para suprir essa demanda; nas palavras de BALLANIS (1982, p.5): “As antenas de microfita são de baixo perfil..., simples e baratas de fabricar usando a moderna tecnologia de circuito impresso<sup>4</sup>”.

A estrutura geral de uma antena de microfita pode ser visualizada na figura 12. Elas são compostas de um elemento metálico, que chamamos de *patch*, depositado num substrato, que por sua vez está sobre um plano terra. A princípio, o *patch* pode ter o formato de quadrado, retângulo, círculo, elipse, triângulo, ou qualquer outro formato que se deseja (BALLANIS, 1982). Os formatos mais comuns são aqueles que facilitam a análise e fabricação, sendo, portanto, comumente utilizados elementos quadrados, retangulares e circulares (figura 13).

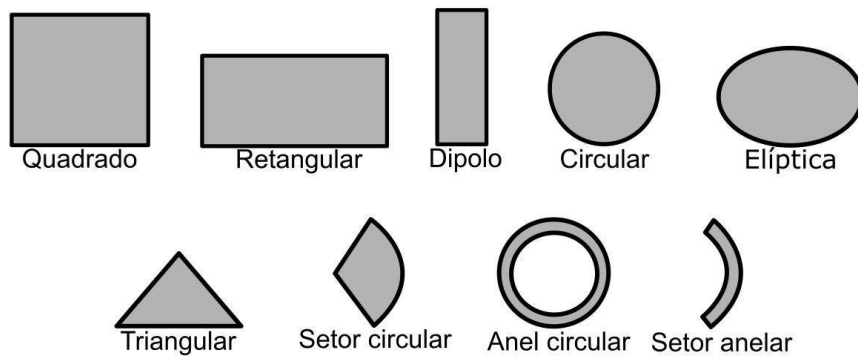
**Figura 12.** Estrutura de uma antena de microfita.



**Fonte:** Revista Principia. Divulgação Científica e Tecnológica do IFPB, N° 21

<sup>4</sup> O circuito impresso consiste de uma placa isolante de FR-1 (Fenolite), CEM-1 (Composite), FR-4 (Fibra de Vidro) e etc. O circuito possui a superfície revestida por uma fina película de cobre.

**Figura 13.** Possíveis formatos do patch metálico.



**Fonte:** Acervo do Autor.

Num projeto de antena, a frequência de ressonância está relacionada com as dimensões do *patch* metálico e com o efeito borda. Este último é, à grosso modo, o extravasamento das linhas de campo nas bordas da antena. Este efeito é função das dimensões da antena (largura e comprimento) (BALLANIS, 1982). Se a largura e o comprimento da antena forem muito maiores do que a altura do substrato, o efeito de borda é reduzido. É comum que em alguns projetos, a frequência de ressonância não seja alcançada imediatamente, sendo necessário fazer alterações nas dimensões da antena para alcançar a frequência desejada. Isto está ligado com o efeito de borda; quanto maior o extravasamento das linhas de campo nas bordas, menor a frequência de ressonância (BALLANIS, 1982). Ou seja, diminuir as dimensões da antena acentua os efeitos de borda, e portanto, a frequência diminui.

Existe também a possibilidade de por mais de um elemento radiante, formando então um conjunto de dois ou mais elementos de antena, com a finalidade de melhorar determinadas características das antenas (BALLANIS, 1982). Este tipo de configuração é chamado de arranjo de antenas e pode ser conferido um exemplo na figura 17. Os arranjos podem ser formados por elementos de qualquer formato, não precisando então, serem necessariamente iguais, embora costuma-se usar elementos iguais para fins de praticidade do projeto. Existem vários tipos de arranjo, como por exemplo os arranjos de fase, onde os elementos são necessariamente idênticos. Podemos ter ainda o arranjo planar, onde os elementos ficam dispostos ao longo de uma malha de formato retangular (CAETANO, 2010).

As vantagens de se usar esse tipo de configuração é que podemos alcançar melhoras que um único elemento não conseguiria. Caetano (2010, p. 29) destaca que entre os

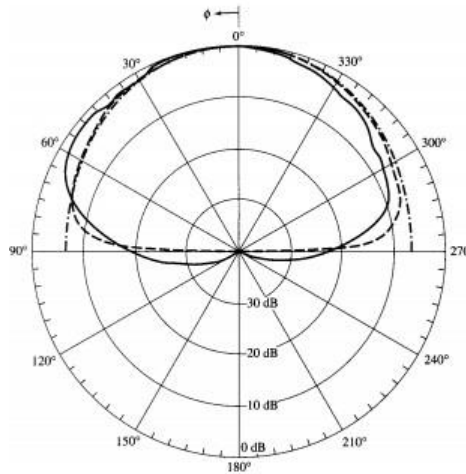
parâmetros mais comumente alcançados/melhorados com arranjos de antenas estão o ganho, diretividade e largura de feixe de meia potência. Nas seções posteriores, mostrar-se-á os efeitos do uso de arranjos, destacando as mudanças ocorridas nos parâmetros da antena.

Apesar das vantagens que as antenas de microfita apresentam, há também é claro as desvantagens. Uma delas têm haver com a largura de banda. Como já foi discutido em seções anteriores, a largura de banda é um parâmetro que pode ser definido como a faixa de frequência dentro da qual a antena opera. As antenas de microfita apresentam uma largura de banda muito estreita quando se comparada com outros tipos de antena (BALLANIS, 1982). Há na literatura técnicas que podem ser aplicadas às antenas de modo a contornar esse problema e que serão discutidos nas próximas seções.

Quanto aos substratos, há inúmeras opções que podem ser usados no design de uma antena de microfita, e suas constantes dielétricas estão geralmente na faixa de  $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$  (BALLANIS, 1982). As características do substrato vão variar de acordo com a aplicabilidade que será dado para a antena. Substratos cuja constante dielétrica está na parte mais baixa do intervalo supracitado, fornecem melhor eficiência, largura de banda mais larga, mas em contrapartida, a antena será maior (BALLANIS, 1982). O dielétrico utilizado nas antenas que serão apresentadas neste trabalho é o FR-4 (fibra de vidro), cuja permissividade elétrica é de 4.4 e altura de 1.5mm. Como destacamos anteriormente, antenas de microfita são antenas de baixo custo e, o substrato dielétrico utilizado nos projetos que serão discutidos posteriormente pode ser encontrado facilmente em qualquer loja de componentes eletrônicos.

Já o Plano Terra ou Refletor como também é conhecido, vai estar associado com o diagrama de radiação. Seu papel vai ser o de modificar o diagrama de radiação, concentrando mais a energia transmitida em uma direção de interesse (CAMELO; CÉSAR, 2008). Por este motivo, não é raro que as antenas de microfita cujo plano terra seja muito maior do que a estrutura do elemento metálico, possuam diagrama de radiação como está representado na imagem abaixo. Este padrão se deve justamente ao fato de na estrutura básica da antena, existir um plano refletor (plano terra).

**Figura 14.** Diagrama de radiação de uma antena de microfita.



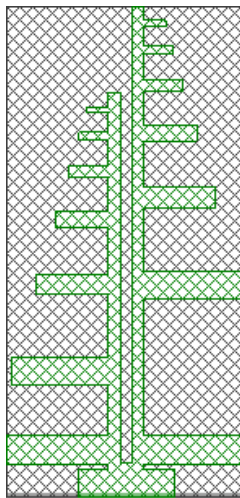
**Fonte:** Ballanis, p. 746, 1982.

## 7. TEORIA DE CONJUNTOS (*ARRAYS*)

Como comentado, a técnica de arranjos pode ser utilizada para melhorar determinadas características das antenas, em especial gostaria de destacar o ganho diretivo. Em determinadas aplicações pode ser bem vindo a utilização de arranjos para aumentar a diretividade da antena, por exemplo, em sistemas de comunicação a longa distância (BALLANIS, 1982); concentrar a potência radiada dentro de uma área geograficamente menor nestas situações torna-se algo atraente.

Por exemplo, temos a seguinte antena com geometria tipo log – periódico (figura 15):

**Figura 15.** Geometria tipo log - periódico.



**Fonte:** Acervo do Autor.



O ganho diretivo desta antena pode ser visto na figura abaixo:

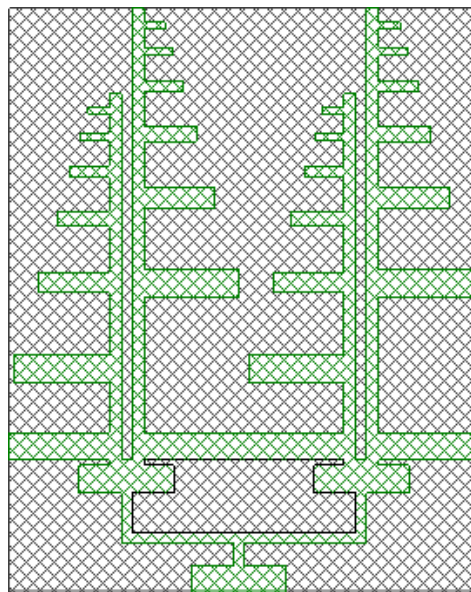
**Figura 16:** Diagrama de radiação destacando o ganho diretivo de uma antena.



**Fonte:** Acervo do Autor

A região mais avermelhada corresponde à região do lobo principal da antena, ou seja, direção onde ela irradia mais. Perceba que seu ganho diretivo nessa região, de acordo com a legenda ao lado, é de 6.22dB. Utilizando a técnica de arranjo de fase, percebe-se um aumento no ganho diretivo desta antena, veja a geometria da antena abaixo com o uso de arranjo de fase:

**Figura 17.** Arranjo de fase de antena, onde utiliza-se elementos idênticos.



**Fonte:** Acervo do Autor.

Seu diagrama de radiação pode ser visto a seguir:

**Figura 18.** Ganho diretivo de um arranjo de fase de antenas.



Fonte: Acervo do Autor.

Comparando-se as duas imagens, percebe-se claramente um aumento de mais de 1dB no ganho diretivo da antena que utiliza a técnica de arranjo, muito embora não seja um ganho substancial, ele existe. Técnicas mais robustas e cálculos mais avançados podem ser utilizados para melhorar o ganho da antena conforme aponta a literatura.

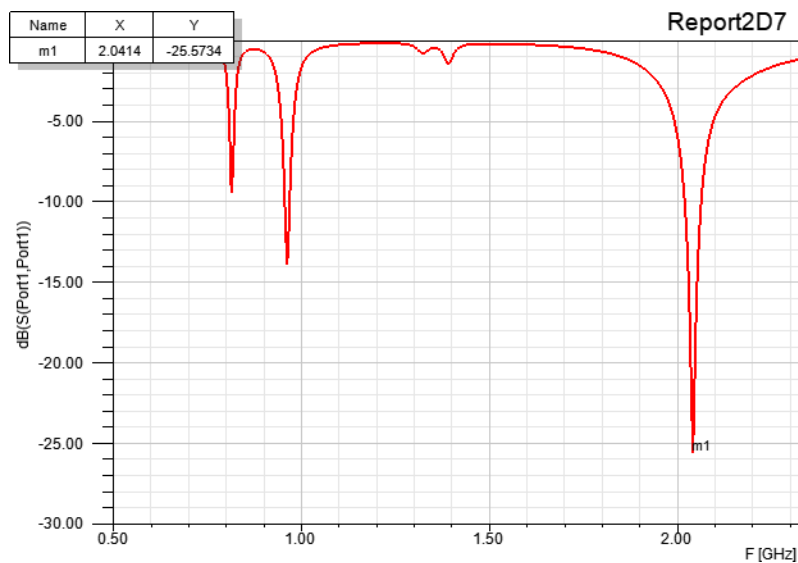
Conforme aponta ARAGÃO (2014) há pesquisas em artigos e teses que tratam dos problemas associados aos arranjos de antenas. Os principais problemas são:

- Rede de alimentação mal projetada;
- Largura de banda estreita;
- Tamanho físico excessivo do arranjo;
- Acoplamento mútuo.

Embora nas antenas consideradas acima tenha aparecido um aumento no ganho diretivo, foram acompanhadas também mudanças no parâmetro de perda de retorno, estreitamento na largura de banda e evidentemente, um aumento no tamanho físico.

Para a antena considerada na figura 15, o parâmetro  $|s_{11}|$  pode ser visto na figura abaixo:

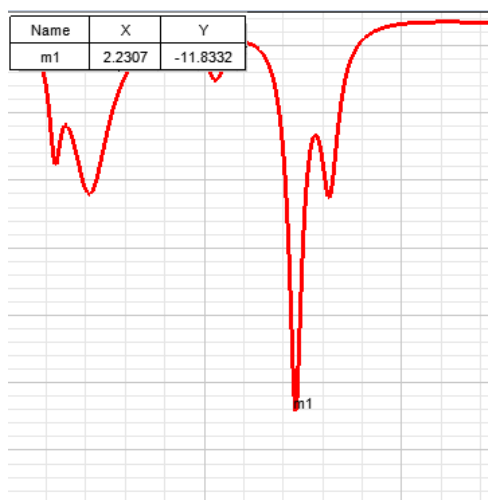
**Figura 19.**  $|s_{11}|$  da antena considerada na figura 15.



Fonte: Acervo do Autor.

Para esta antena, obtemos um  $|s_{11}| = 25.57dB$  e uma largura de banda de 41.1MHz. Já para a antena da figura 17, onde foi utilizado a técnica de arranjo, obtivemos para o parâmetro de perda de retorno um valor de 11 dB e uma largura de banda de 16.5MHz.

**Figura 20.**  $|s_{11}|$  da antena considerada na figura 17.



Fonte: Acervo do Autor.

Concordando com o relato de pesquisas mais avançadas, houve realmente uma diminuição da largura de banda, um descasamento de impedância, o que reflete na diminuição do  $|s_{11}|$  e como pode ser conferido novamente nas figuras 15 e 17, houve um aumento nas dimensões da antena.

## 8. TÉCNICAS PARA AUMENTAR A LARGURA DE BANDA

A largura de banda da antena é inversamente proporcional ao seu fator de qualidade, cuja relação é dada por:

$$BW = \frac{VSWR - 1}{Q\sqrt{VSWR}} \quad (22)$$

O fator de qualidade da antena pode ser modificado alterando-se parâmetros como a constante dielétrica do substrato e sua espessura. Conforme destaca ABNER e col. (2017), aumentar a espessura e reduzir a permissividade elétrica podem ser fatores que contribuam para o aumento da largura de banda da antena, já que estes fazem o fator de qualidade  $Q$  da antena diminuir.

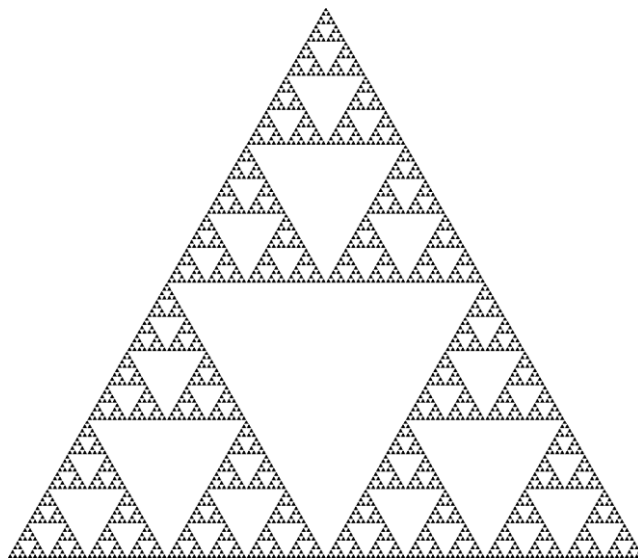
Algumas das técnicas apresentadas em ABNER e col. (2017) foram as técnicas de multirressonadores e técnica em multicamadas. A técnica em multicamadas basicamente consiste de uma associação de dielétricos e *patches*. Empilhando-se *patches* com o espaço entre eles sendo ar ou espuma, consegue-se uma diminuição na constante dielétrica efetiva e conseqüentemente, um aumento na largura de banda. Já a técnica de multirressonadores consiste de alimentar somente um *patch* e os demais serem acoplados à estrutura, podendo deixar um espaçamento pequeno entre os *patches* ou conectá-los por uma fina linha de microfita; os *patches* vizinhos são excitados por acoplamento dos campos eletromagnéticos.

Entretanto, com o emprego dessas técnicas, a estrutura da antena pode ser alterada (altura ou área) e, dependendo da aplicabilidade que se visa, isto pode ser uma vantagem ou desvantagem.

## 9. GEOMETRIA DO *PATCH*: FRACTAL

A palavra fractal surge quando Benoit Mandelbrot buscava nomear a geometria que representa as reais formas da natureza (ALBUQUERQUE e col., 2008). De maneira geral, os fractais são figuras que, ao dar *zoom* em uma parte qualquer, ter-se-á algo idêntico à figura como um todo (ALBUQUERQUE e col., 2008, n.p).

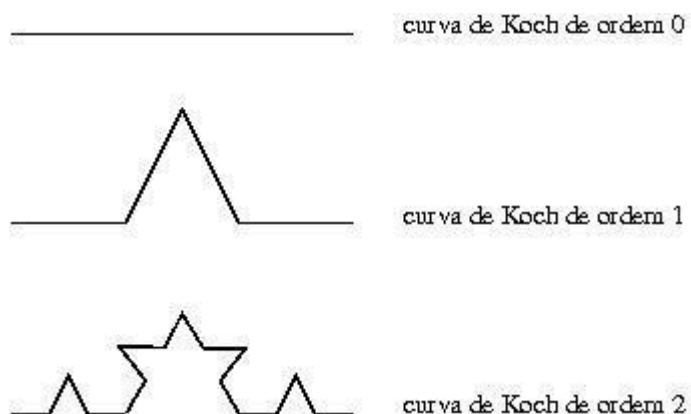
**Figura 21.** Exemplo de fractal conhecido como Triângulo de Sierpinski.



**Fonte:** Wikipédia<sup>5</sup>.

Os fractais ganharam destaque no campo de estudo da matemática no século passado por um motivo bastante interessante. Diferentemente do que ocorre na geometria euclidiana, a dimensão de um fractal não é necessariamente um valor inteiro (ALBUQUERQUE e col., 2008). Um fractal muito famoso é a chamada curva de Koch (figura 22)

**Figura 22.** Curva de Koch.



**Fonte:** IME-USP<sup>6</sup>

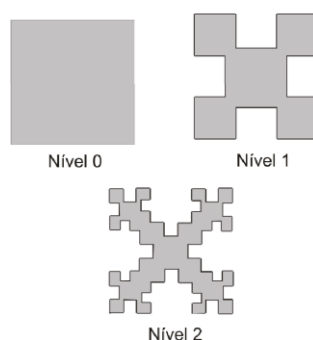
Conforme destaca Albuquerque e col (2008, n.p): “...esta curva “ocupa mais espaço” que uma linha convencional, possuindo assim uma dimensão fractal maior que 1, sem chegar no entanto, a ocupar o espaço de uma faixa que a contém (dimensão 2).”

<sup>5</sup> Disponível em: <[https://pt.wikipedia.org/wiki/Triângulo\\_de\\_Sierpinski](https://pt.wikipedia.org/wiki/Triângulo_de_Sierpinski)>. Acesso em: 10 set. 2022.

<sup>6</sup> Disponível em: <[https://www.ime.usp.br/~cris/aulas/20\\_2\\_122/eps/ep1/](https://www.ime.usp.br/~cris/aulas/20_2_122/eps/ep1/)>. Acesso em: 10 set. 2022.

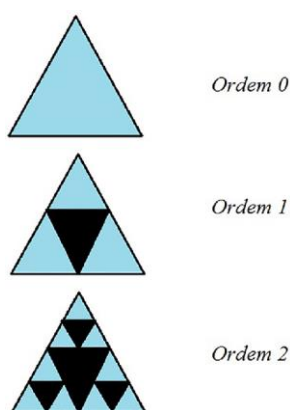
Outros exemplos de fractais são a curva retangular do fractal de Koch e o triângulo de Sierpinski. A curva retangular de Koch (figura 23) basicamente consiste em dividir novamente cada seguimento da curva de Koch nível 1, substituindo o seguimento intermediário por um novo quadrado vazio sem a base, dessa forma obtemos o nível 2 (ELDERVITCH e col., s.d, p. 2). Já o triângulo de Sierpinski (figura 24) consiste em, tomado os pontos médios dos três lados de um triângulo, faz-se a retirada do triângulo central cujos vértices são os pontos médios dos lados do triângulo original (ALBUQUERQUE e col., 2008). Repete-se esse processo com os triângulos formados na figura original, obtendo assim diferentes níveis do triângulo de Sierpinski.

**Figura 23.** Diferentes níveis da curva retangular de Koch.



**Fonte:** ResearchGate<sup>7</sup>

**Figura 24.** Diferentes níveis do triângulo de Sierpinski.



**Fonte:** ResearchGate<sup>8</sup>.

<sup>7</sup> Disponível em: <[https://www.researchgate.net/figure/Diferentes-niveis-da-curva-retangular-do-fractal-de-Koch\\_fig1\\_315699722](https://www.researchgate.net/figure/Diferentes-niveis-da-curva-retangular-do-fractal-de-Koch_fig1_315699722)>. Acesso em: 17 set. 2022.

<sup>8</sup> Disponível em: <[https://www.researchgate.net/figure/Figura-2-O-Triangulo-de-Sierpinski-fractal-muito-utilizado-em-aplicacoes-de-antenas\\_fig2\\_338524580](https://www.researchgate.net/figure/Figura-2-O-Triangulo-de-Sierpinski-fractal-muito-utilizado-em-aplicacoes-de-antenas_fig2_338524580)>. Acesso em: 17 set. 2022.

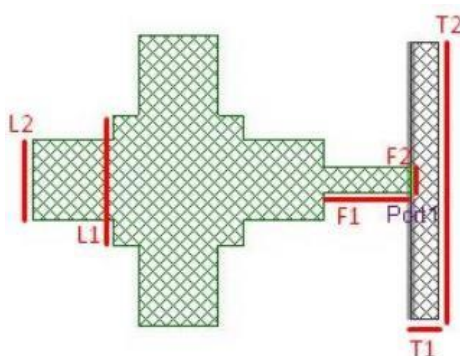
Assim como foi comentado anteriormente, a geometria do *patch* de uma antena a princípio é arbitrária, portanto, nas próximas seções analisaremos os resultados de algumas antenas cuja geometria do *patch* é pautada nos fractais.

## 10. ANTENAS COM *PATCH* FRACTAL

### 10.1. Antena A1

A primeira geometria proposta foi inspirada na curva retangular de Koch nível 1, com a diferença que os quadrados menores foram movidos para ficar no centro do lado do quadrado maior, ao invés de ficar nos vértices, como acontece na figura original. A geometria pode ser conferida na imagem abaixo (figura 25). Batizaremos essa antena de A1.

**Figura 25.** Antena com geometria inspirada na curva retangular de Koch nível 1.



**Fonte:** Acervo do autor.

As linhas destacadas em vermelho na figura correspondem às medidas da antena, cujos valores podem ser conferidos na tabela 1.

**Tabela 1.** Medidas da antena A1.

| PARÂMETROS | MEDIDAS (mm) |
|------------|--------------|
| L1         | 10           |
| L2         | 6,18         |
| F1         | 6,75         |
| F2         | 2,04         |
| T1         | 2,04         |
| T2         | 21,33        |

O processo de construção de uma antena de microfita é simples, podendo ser feito de maneira artesanal. Um adesivo com o formato da antena (figura 26) é impresso e colado numa placa cujos lados são cobreados e a parte interna é de fibra de vidro (FR-4), o que corresponde ao substrato dielétrico. O adesivo corresponde a frente e o verso da antena.

**Figura 26.** Adesivo no formato da antena A1.



**Fonte:** Acervo do autor.

Após feita a colagem na placa cobreada, o item pode ser mergulhado em uma solução com percloroeto de ferro, como mostra a figura 27. A ideia central é que o ácido irá corroer toda a superfície de cobre, exceto nas regiões onde o adesivo está colado. O processo de corrosão dura em torno de dez à quinze minutos.

**Figura 27.** Processo de corrosão da antena A1 na solução de percloroeto de ferro.

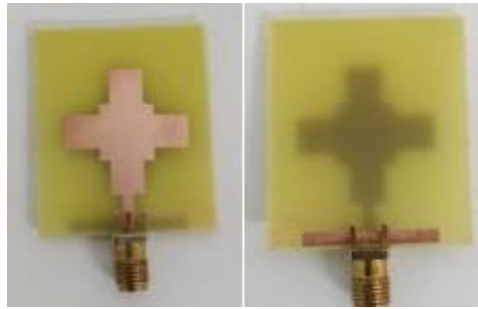


**Fonte:** Acervo do autor.

Na figura 28 pode ser conferido o resultado final do protótipo da antena A1.



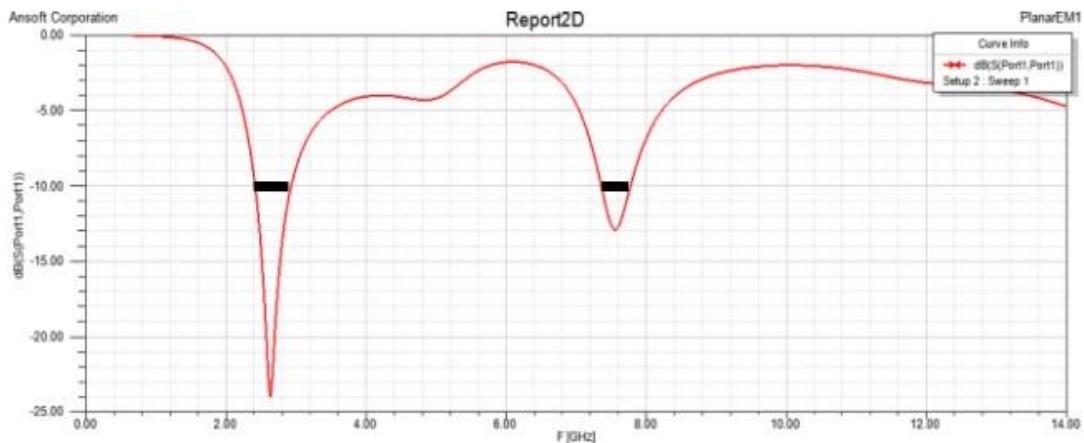
**Figura 28.** Frente e verso da antena A1.



**Fonte:** Acervo do autor.

A antena A1 foi simulada no software Ansoft Designer para obter detalhes sobre seu comportamento, os resultados podem ser conferidos na imagem a baixo (figura 29).

**Figura 29.** Curva de Perda de Retorno  $S_{11}$  da Antena A1.



**Fonte:** Ansoft Designer

Na curva de retorno do gráfico acima observamos que foi atingido o valor mínimo para o coeficiente de perda de retorno (10dB), portanto, a antena opera nestas duas bandas de frequência destacadas pelos traços pretos. A tabela 2 abaixo resume os resultados da primeira banda de operação.

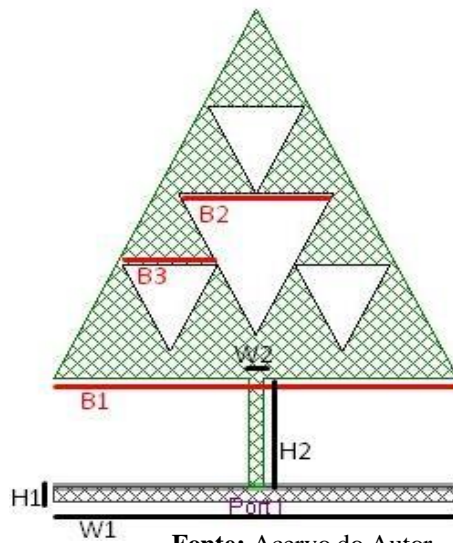
**Tabela 2.** Resultados da Antena A1.

| PARÂMETROS                | SIMULADO |
|---------------------------|----------|
| Frequência de ressonância | 2,64Ghz  |
| Perda de retorno          | 24dB     |
| Largura de banda          | 514Mhz   |

## 10.2. Antena A2

Uma segunda antena cuja geometria também está pautada nos fractais (mais especificamente o triângulo de Sierpinski) foi proposta, a batizaremos de A2. Sua geometria pode ser conferida na figura abaixo.

**Figura 30.** Antena A2.

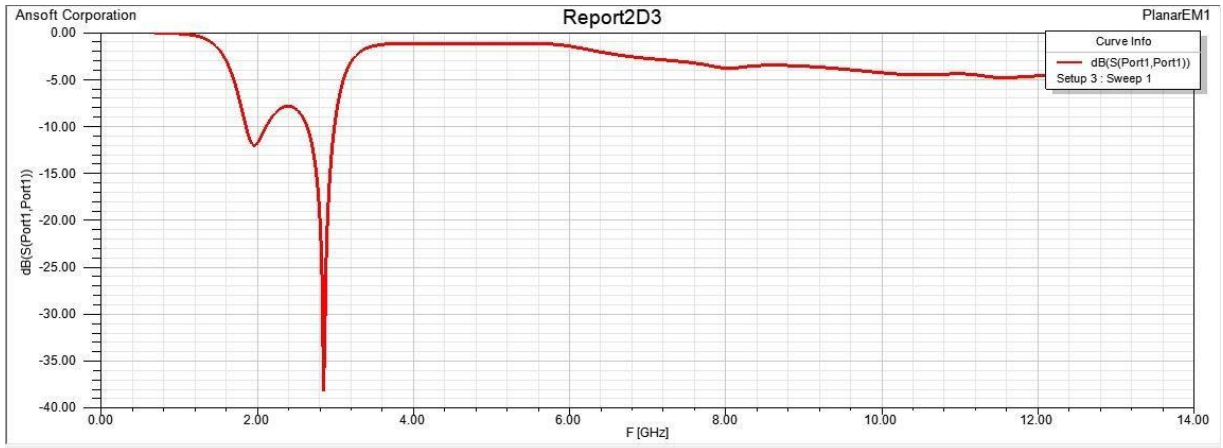


As linhas destacadas em vermelho e preto na figura correspondem às medidas da antena, cujos valores podem ser conferidos na tabela 3. A curva de perda de retorno da Antena A2 pode ser conferida na próxima imagem.

**Tabela 3.** Medidas da antena A2

| PARÂMETROS | MEDIDAS (mm)    |
|------------|-----------------|
| B1         | 34              |
| B2         | 13              |
| B3         | 8               |
| W1         | 34              |
| H1         | 1,4871035665273 |
| W2         | 1,3162791728973 |
| H2         | 9,9319270811975 |

**Figura 31.** Curva de Perda de Retorno  $S_{11}$  da Antena A1.



Fonte: Ansoft Designer.

O pico da frequência de ressonância foi no valor de 2,85GHz com uma atenuação de 38dB. A largura de banda dessa antena é bem mais estreita do que a da Antena A1, com um valor de 331Mhz. Observamos também que esta antena, diferentemente da Antena A1, funciona em apenas uma banda de frequência. Na tabela 4 podemos conferir um resumo dos resultados obtidos para este protótipo.

**Tabela 4.** Resultados da Antena A2.

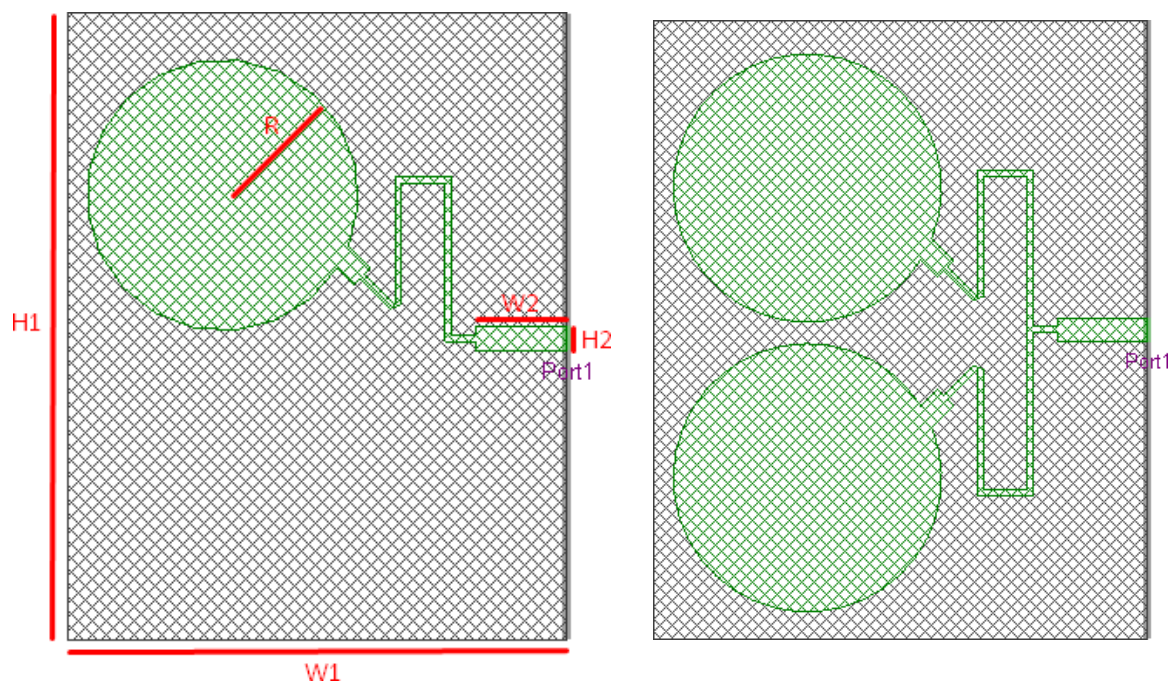
| PARÂMETROS                | SIMULADO |
|---------------------------|----------|
| Frequência de ressonância | 2,85Ghz  |
| Perda de retorno          | 38dB     |
| Largura de banda          | 331Mhz   |

### 10.3. Antenas A3.1 e A3.2

As antenas que serão apresentadas a seguir foram projetadas e analisadas para operar na frequência de 2,45 GHz, utilizou-se como base a técnica de arranjos de antenas, já discutida em seções anteriores. Nessa seção analisaremos os resultados simulados e medidos experimentalmente das antenas que serão batizadas de A3.1 (1 elemento) e A3.2 (2 elementos). A estrutura do elemento irradiante das antenas é praticamente igual, sendo a única diferença entre elas, o número de elementos utilizados. As técnicas utilizadas para a construção das antenas foram as mesmas já descritas em seções anteriores, consistindo basicamente de corrosão da placa cobreada com os adesivos no formato da geometria das

antenas. Suas estruturas podem ser conferidas nas imagens (figura 32) a seguir, bem como suas medidas que estão contidas na tabela 5.

**Figura 32.** Antenas A3.1 e A3.2



Fonte: Acervo do autor.

**Tabela 5.** Medidas das Antenas A3.1 e A3.2

| PARÂMETROS | MEDIDAS (mm) |
|------------|--------------|
| H1         | 78,41        |
| H2         | 3            |
| W1         | 62,61        |
| W2         | 11,50        |
| R          | 16,80        |

Os resultados simulados computacionalmente podem ser conferidos na figura 33 e 34. A tabela 6 e 7 contém um resumo dos resultados simulados das antenas 3.1 e 3.2 respectivamente.

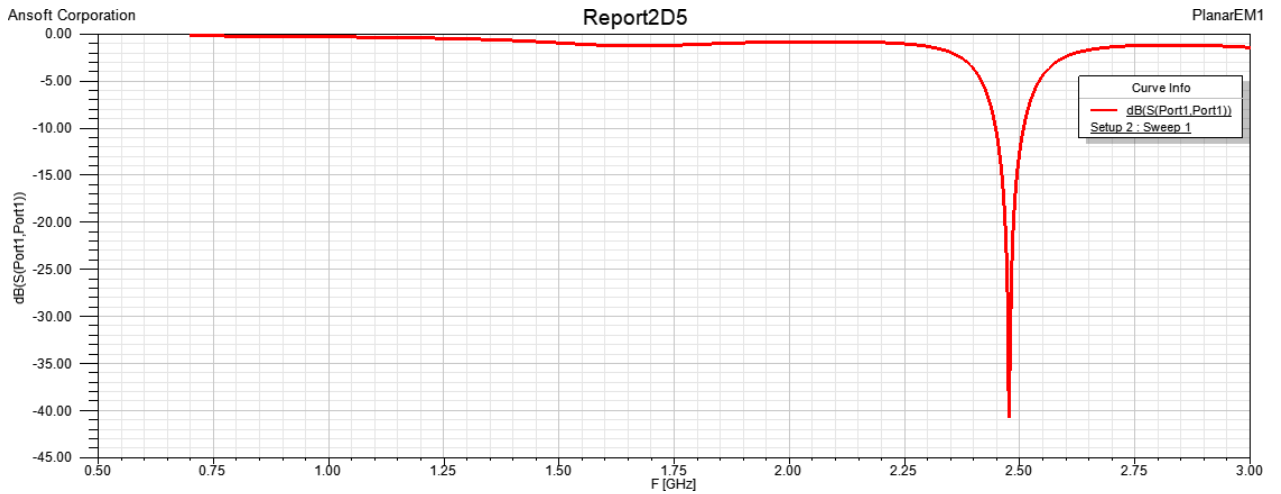
**Tabela 6.** Resultados da Antena A3.1

| PARÂMETROS                | SIMULADO |
|---------------------------|----------|
| Frequência de ressonância | 2,47Ghz  |
| Perda de retorno          | 40,69dB  |
| Largura de banda          | 60,1Mhz  |

**Tabela 7.** Resultados da Antena 3.2

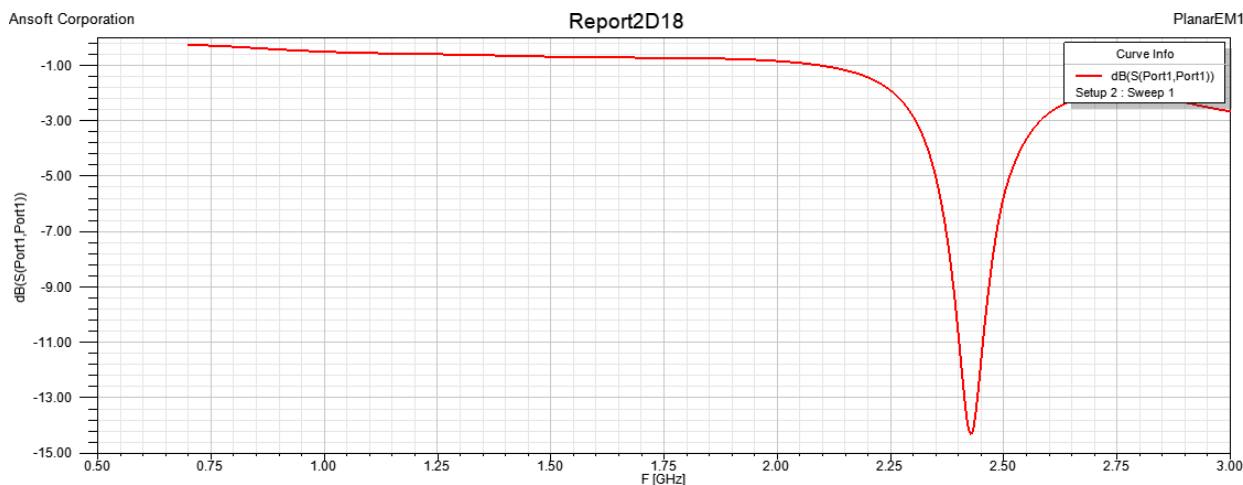
| PARÂMETROS                | SIMULADO |
|---------------------------|----------|
| Frequência de ressonância | 2,42Ghz  |
| Perda de retorno          | 14,29dB  |
| Largura de banda          | 63Mhz    |

**Figura 33.** Curva de Perda de Retorno S11 da Antena A3.1.



Fonte: Ansoft Designer.

**Figura 34.** Curva de Perda de Retorno S11 da Antena A3.2.

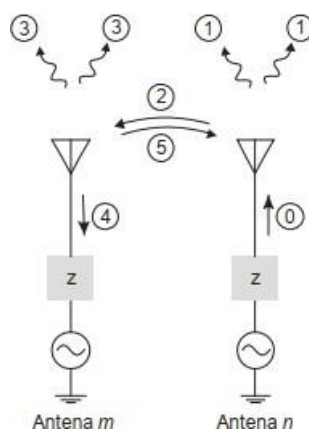


**Fonte:** Ansoft Designer.

Evidentemente, várias mudanças podem ser observadas nos parâmetros da Antena 3.2 em comparação com a Antena 3.1. Com o acréscimo de um elemento, vemos que houve um aumento na sua largura de banda, o que pode ser considerado uma vantagem, dado que a antena poderá operar em uma faixa mais ampla de frequência. Por outro lado, observamos uma drástica diminuição no coeficiente de perda de retorno, caracterizando um quadro onde o descasamento de impedância foi acentuado.

Como foi citado em seções anteriores, alguns problemas podem acompanhar o uso da técnica de arranjo. Um destes problemas é o acoplamento mútuo entre os elementos do arranjo. Os sinais dos elementos do arranjo interagem entre si, alterando a distribuição de corrente e conseqüentemente, a impedância dos seus terminais (BALLANIS, 1982). A figura a seguir ilustra como ocorre o acoplamento mútuo entre as antenas

**Figura 35.** Sinais irradiados e acoplados entre as antenas.



**Fonte:** Ballanis, 1982.

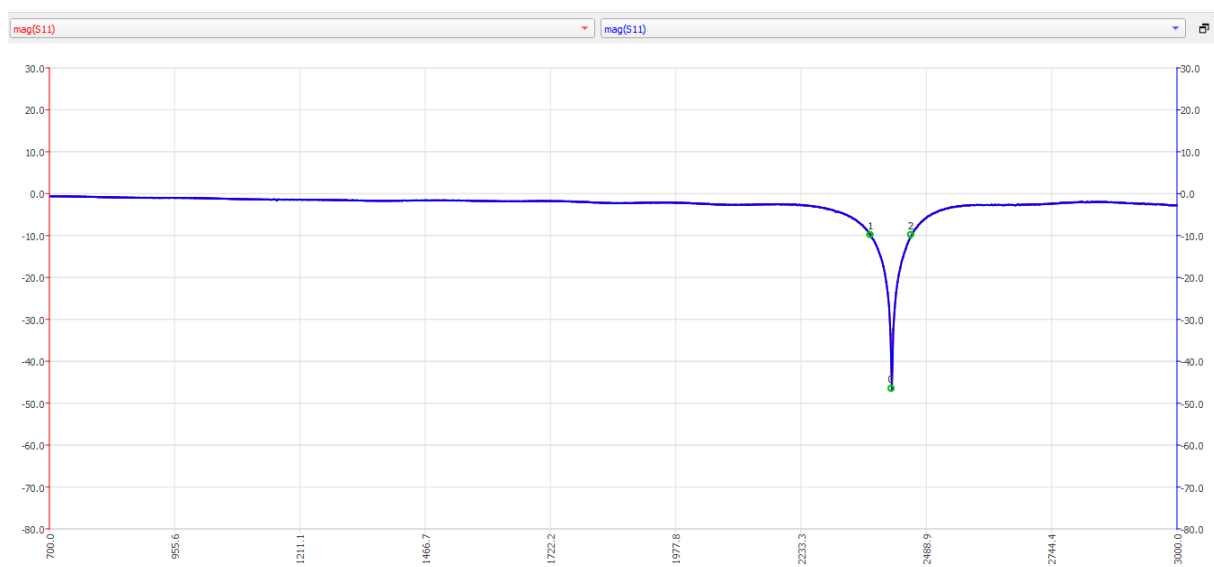
O processo acima pode ser entendido conforme descreve Oliveira:

Quando um gerador é conectado aos terminais de uma das antenas, a energia que se propaga para a antena (sinal 0) irradia para o espaço (sinal 1) e parte dela atinge a vizinha (sinal 2). Parte da energia do sinal 2 é espalhada para o espaço (sinal 3) e o restante é propagada para o gerador conectado aos terminais (sinal 4). Uma parte do sinal 3 pode atingir a antena vizinha (sinal 5) e este processo pode se repetir várias vezes, de modo que torna-se difícil quantificar exatamente este efeito. (Oliveira, 2010, p.64)

Essa interação entre os sinais produz uma alteração na impedância de entrada dos elementos do conjunto, provocando um descasamento nas mesmas e isso reflete diretamente no valor do parâmetro de perda de retorno.

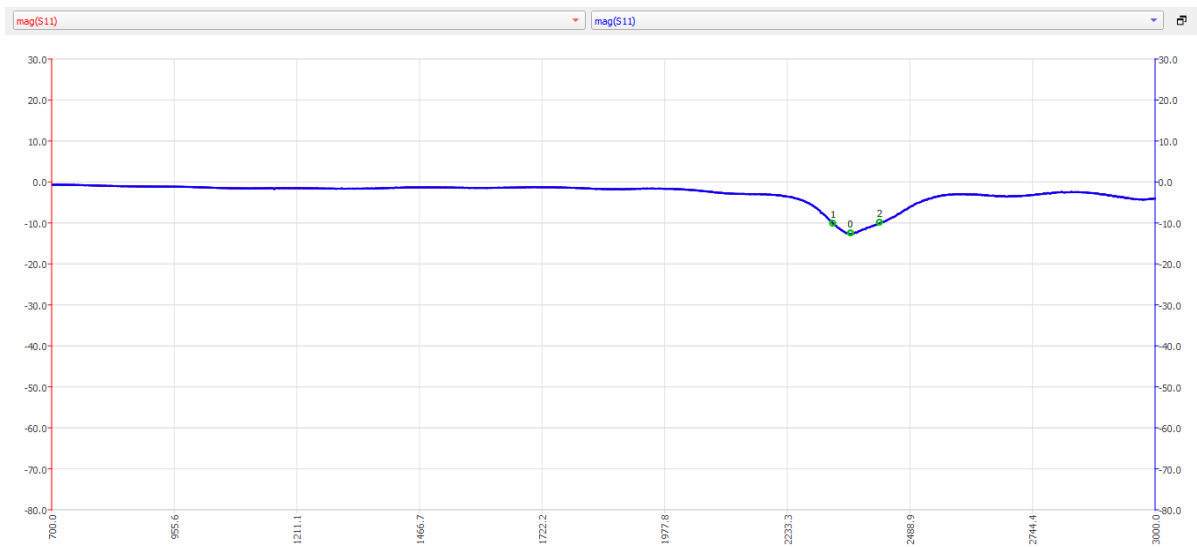
Focando atenção agora nos resultados experimentais, podemos observar a curva de perda de retorno de ambas as antenas nas figuras 36 e 37. A tabela 8 mostra um comparativo entre os resultados simulados e experimentais.

**Figura 36.** Curva de Perda de Retorno S11 experimental da Antena 3.1.



**Fonte:** Acervo do autor.

**Figura 37.** Curva de Perda de Retorno S11 experimental da Antena 3.2.



Fonte: Acervo do autor.

**Tabela 8.** Comparação entre os resultados experimentais e simulado das antenas 3.1 e 3.2

| PARÂMETROS   |            | Antena 3.1 | Antena 3.2 |
|--------------|------------|------------|------------|
| Simulado     | $f_R$      | 2,47Ghz    | 2,42Ghz    |
|              | $ S_{11} $ | 40,69dB    | 14,29dB    |
|              | $LB$       | 60,1Mhz    | 63Mhz      |
| Experimental | $f_R$      | 2,41Ghz    | 2,36Ghz    |
|              | $ S_{11} $ | 46,7dB     | 12,7dB     |
|              | $LB$       | 83,07Mhz   | 97,39Mhz   |

Observando a tabela 8 e focando na Antena 3.1, observamos uma diminuição na sua frequência de ressonância ( $f_R$ ), se aproximando do valor desejado que é de 2,45Ghz. Observamos também que a largura de banda e seu parâmetro  $S_{11}$  sofreram melhoras interessantes. Por outro lado, a Antena 3.2 sofreu um aumento no seu parâmetro  $S_{11}$  e uma diminuição na frequência de ressonância, ficando um pouco mais distante do valor esperado. Mas em compensação, sua largura de banda ( $LB$ ) sofreu um aumento significativo, quando se comparado com seu resultado simulado.



## **11. CONSIDERAÇÕES FINAIS**

A crescente busca por pesquisas na área de antena de microfita está intimamente relacionada com o grande avanço nas tecnologias de comunicação sem fio, estes dispositivos se mostraram incrivelmente eficientes na hora de suprir as necessidades para dar conta das tecnologias emergentes.

Mesmo que as antenas de microfita possuam suas desvantagens, ainda é possível contorná-las. Em diversos momentos procurou-se mostrar o casamento entre teoria e prática; com base na literatura, diversas técnicas foram utilizadas e demonstradas serem eficientes para modificar o que se propunha. Com relação às geometrias dos elementos irradiantes, percebe-se que a geometria fractal é bastante promissora, quando aplicado nos projetos aqui apresentados, os resultados foram satisfatórios, logo, é interessante destacar que esse tipo de geometria quando aplicado às antenas leva a bons resultados.

## 12. REFERÊNCIAS

Ansoft Designer (part of ANSYS Inc.) [Online]. Available: [www.ansoft.com](http://www.ansoft.com).

BALANIS, C. A. Antenna theory-analysis and design, 2nd ed. USA: John Wiley & Sons, 1982.

Kraus, J. (1988) Antennas. McGraw-Hill, New York.

Antenna Theory and Design. W. Stutzman, and G. Thiele. *John Wiley Sons*, (1981).

ESTEVEZ, L. C., 1980, *Antenas – Teoria Básica e Aplicações*, São Paulo, Brasil.

Nussenzveig, H. Moysés, Curso de Física Básica 3 Eletromagnetismo, Ed. Edgard Blücher LTDA São Paulo, 2015.

Machado, Bruno Eduardo de Oliveira. Compensação do Acoplamento Mútuo em Conjuntos de Antenas para DF através do Método da Impedância Mútua de Recepção/ Bruno Eduardo de Oliveira Machado. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Rio de Janeiro: Instituto Militar de Engenharia, 2010.

KLOTH, P. J.; ABDALA, P. J. P.; Utilização de Antenas de Polarização Vertical Em Emissoras de Frequência Modulada. Revista Technoeng, Ponta Grossa – Brasil, 3ª Ed., Janeiro - Julho, 2011.

Almeida Filho, Valdez Aragão de. Aplicação de Superfícies Seletivas em Frequência para Melhoria de Resposta de Arranjos de Antenas Planares. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Natal, RN, 2014.

SILVA, R. A. O.; DIAS, M. H. C.; SANTOS, J. C. A.; Análise das Principais Técnicas de Alargamento de Banda em Antenas de Microfita com Plano de Terra Contínuo. Revista Militar de Ciência e Tecnologia, Rio de Janeiro – Brasil, vol. 34, Nº 2, p. 45 à 50, 2017.

ANDRADE, Betoven Oliveira de. Estudo de Arranjos de Antenas de Microfita com Patch Quase – Fractal para Comunicações Sem Fio. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Natal, RN, 2014.

MORAIS, José Haroldo Cavalcante de. Estudo de Antenas *Patches* de Microfita Miniaturizadas em Banda Larga para Aplicação em Dispositivos Móveis e Portáteis. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Natal, RN, 2011.

MANDELBROT, B. B. The Fractal Geometry of Nature. USA: W. H. Freeman, 1983. Revista Brasileira de Ensino de Física, Salvador – BA; v.30; n.2; Julho de 2008.

MANDELBROT, B. B. Objectos Fractais: forma, acaso e dimensão, Gradiva Publicações, Lisboa, 1991.

CAETANO, Leonardo Martins. Aplicações de Arranjos de Antenas de Microfita Com Patch Supercondutor. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Natal, RN, 2010.

ELDERVITCH, E. C. O.; CÉSAR, R.F.S.; ARAÚJO, W. A.; SILVA, P.H. F.; OLIVEIRA, M.A.; Antena Patch Pré Fractal Modelada Por Uma Rede Neural de Perceptrons do Tipo MLP. Conference: 12º CBMag - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo 17º SBMO - Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica - MOMAG 2016. Porto Alegre, RS, 2016.

ALBUQUERQUE, T.A.; MIRANDA, J. G. V.; MOTA, F. B.; ANDRADE, R. F. S.; CASTILHO, C. M. C.; Geometria Fractal: Propriedades e Características de Fractais Ideais.

OLIVEIRA, E. E. C. et al. Size quasi-fractal patch antenna using the Minkowski curve”. Microwave and Optical Technology Letters, 2012.

C. C. CHEN, J. T. KUO, M. JIANG, AND A. CHIN. Study of Parallel Coupled-Line Microstrip Filter in Broadband. Microwares and Optical Technology Letters, Vol. 48, 2006.

C. L. WEI, B. F. JAI, AND Z. J. ZHU. Desing of Triple-Mode Microstrip Filter With Source-Load Coupling. Microwares and Optical Technology Letters, Vol. 53, 2011.

D. M. SULLIVAN. A Frequency-Dependent Fdtd Method Using Z Transforms, IEEE Trans. On Antennas and Propagat. Vol. AP-40, Oct. 1992, pp. 1223-1230

E. YABLONOVITCH. Inhibited Spontaneous Emission in Solid-States Physics and Eletronics. Physics Review Letters, Vol. 58, nº 20, pp. 2059-2062, 1997.

I. CHANG, B. LEE. Desing of Defected Ground Structure for Harmonic Controlo f Active Microstrip Antennas. IEEE Ap-s International Sym posium, Vol. 2, pp. 852-855, 2002.

L. I. BASILIO, M. A. KHAYAT, J. T. WILLIAMS, AND S. A. LONG. The Dependence of the input impedance on feed position of probe and microstrip line-fed patch antennas, IEEE Transactions on Antennas Propagation, vol. 49, pp. 45-47, Jan. 2001.

R. SHARMA, T. CHAKRAVARTY, S. BHOOSHAN; ET AL. Characteristic Impedance of a Microstrip-Like Interconnect Line in Presence of Ground Plane Aperture. International Journal of Microwave Science and Technology, Vol. 1, pp. 1-5, 2007.

S. SATTHAMSAKUL, N. ANANTRASIRICHAI, C. BENJANGKAPRASERT AND T. WAKABAYASHI. Rectangular Patch Antenna with inset feed and modified ground-plane for wideband antenna, SICE Annual Conference 2008, pp. 3400-3403, Aug 2008.